

**In compliance with the
Canadian Privacy Legislation
some supporting forms
may have been removed from
this dissertation.**

**While these forms may be included
in the document page count,
their removal does not represent
any loss of content from the dissertation.**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

APPLICATION DE LA MÉTHODE ÉLECTROMAGNÉTIQUE TRANSITOIRE EN
BOUCLE SIMPLE POUR L'EXPLORATION DE GISEMENTS DE TYPE PLAQUE

CIRCÉ MALO-LALANDE
DÉPARTEMENT DES GÉNIES CIVIL, GÉOLOGIQUE ET DES MINES
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE MINÉRAL)
AOÛT 2003

© Circé Malo-Lalande, 2003.



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 0-612-86415-4

Our file Notre référence

ISBN: 0-612-86415-4

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE

Ce mémoire intitulé :

APPLICATION DE LA MÉTHODE ÉLECTROMAGNÉTIQUE TRANSITOIRE EN
BOUCLE SIMPLE POUR L'EXPLORATION DE GISEMENTS DE TYPE PLAQUE

présenté par : MALO-LALANDE Circé

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. MARCOTTE Denis, Ph.D, président

M. CHOUTEAU Michel, Ph.D, membre et directeur de recherche

M. KEATING Pierre, Ph.D, membre

À ma mère.

Remerciements

J'aimerais remercier M. Marc Boivin de m'avoir proposé ce projet de maîtrise, de m'avoir accordé toute sa confiance et de m'avoir transmis sa passion pour la géophysique. Je tiens à souligner ma reconnaissance envers mon directeur de recherche M. Michel Chouteau pour sa disponibilité, sa générosité et son enthousiasme tout azimut. Vous m'avez tous deux permis de réaliser ce projet dans un environnement et une atmosphère des plus agréables. Je remercie également M. Denis Marcotte, dont la participation à ce projet a été déterminante et grandement appréciée. J'aimerais également saluer la compagnie minière SOQUEM inc. pour sa générosité et sa participation active dans ce projet. À tous les gens du département de géophysique de l'École Polytechnique : merci pour les coups de pouces, les discussions animées, les capsules culturelles, bref, pour les beaux moments partagés.

J'aimerais également remercier les organismes qui ont financé de près ou de loin ce projet : le fonds québécois de la recherche sur la nature et les technologies (NATEQ), la Society of Exploration Geophysicists (SEG), la Canadian Society of Exploration Geophysicists (CSEG), la Canadian Exploration Geophysicists Society (KEGS) ainsi que l'Union Géophysique Canadienne (CGU).

Finalement, merci à mon mari, ma famille et mes amis proches qui me supportent de façon merveilleuse.

Résumé

Le présent mémoire traite des levés électromagnétiques en domaine de temps effectués au sol, souvent appliqués à l'exploration minérale. Plus précisément, l'objectif vise à établir une méthode d'interprétation rapide et efficace pour la configuration à boucle simple. Basée sur une approche statistique, l'étude permet de vérifier l'hypothèse qu'il existe une relation directe entre les propriétés d'un dépôt conducteur isolé de type plaque et la forme du profil mesuré au-dessus de celui-ci.

Une étape de modélisation numérique a permis de calculer la réponse d'une grande variété de modèles de type plaque mince pour lesquels le pendage, la conductance et la profondeur varient. Pour chaque modèle, les principales caractéristiques des profils, soit le degré d'asymétrie, la distance pic à pic et la constante de temps instantanée, sont quantifiées. Pour chacune des trois propriétés d'une plaque mince à caractériser citées ci-haut, une équation simple constituée de ces caractéristiques est établie après le calcul d'une régression linéaire multiple. Effectuée conjointement à la modélisation numérique, une série de mesures en laboratoire est aussi réalisée sur des modèles à échelle réduite. Les équations d'interprétation sont appliquées sur les profils obtenus pour fin de validation en présence de bruit ambiant. Les résultats de ces équations d'interprétation s'avèrent précis quant à l'estimation du pendage, de la conductance et de la profondeur d'une plaque mince en aluminium.

En laboratoire, l'utilisation de plaques verticales d'épaisseurs variables permet de tester la robustesse des équations d'interprétation. Les résultats montrent une bonne précision de l'estimation du pendage et de la profondeur même pour une plaque épaisse. Toutefois, la conductance estimée ne correspond pas à la valeur réelle du produit conductivité-épaisseur. L'augmentation de l'épaisseur d'une plaque verticale affecte la

forme du profil mesuré au-dessus de celle-ci. Une analyse du profil basée sur la reconnaissance de la forme permet de différencier les plaques épaisses des plaques minces. Pour des plaques possédant une épaisseur inférieure à 20 % de la longueur du côté de la boucle simple, l'outil d'interprétation peut être utilisé pour estimer le pendage et la profondeur de la plaque. Par contre, l'estimation de la conductance n'est plus valide.

Les équations d'interprétation sont appliquées ensuite sur des données de terrain. Les informations d'une campagne de forage permettent la validation de l'interprétation. Celle-ci corrobore les informations de forage pour les données de profondeur et de pendage des dépôts. Malheureusement, ces dépôts possèdent une épaisseur considérable ce qui invalide l'estimation de la conductance. La connaissance de la conductivité moyenne des dépôts aurait permis de comparer les conductances estimées des différents dépôts en fonction de leur épaisseur.

Les équations d'interprétation sont simples et faciles d'application. Elles ne nécessitent aucune autre information que celles fournies par le profil de mesures. La méthodologie utilisée peut être reprise pour toutes autres configurations ou méthodes géophysiques lorsque les caractéristiques du profil se trouvent liées directement aux propriétés du corps à l'étude. La modélisation à échelle réduite permet de tester la précision des expressions obtenues avant de les appliquer sur des données de terrain.

Abstract

The topic of this thesis is ground time-domain electromagnetic surveys applied to mineral exploration. More specifically, the purpose of the research was to create a simple, direct interpretative tool for the single loop configuration. The research was based on a statistical approach that supposed that there was a direct relationship between the physical and geometrical properties of isolated plate-like deposits and the shape of the profile measured above the deposits.

Numerical modeling made it possible to calculate a wide range of thin plate models for a range of conductance, dip, and depth values. For each model, the characteristic features of the profile were quantified, that is, the degree of asymmetry, the peak-to-peak distance, and the instantaneous time constant. A simple equation composed of the characteristic features was created from a multiple linear regression for each property of the thin plate. Laboratory surveys on scale models (thin aluminum plates) were conducted in parallel with the numerical modeling. The interpretative relationships were applied to the resulting profiles in the presence of ambient noise for validation. The results were conclusive. The dip, depth, and conductance estimations of the thin aluminum plate proved to be precise.

In the laboratory, vertical plates of different thicknesses were used to test the robustness of the relationships. The results showed that the dip and depth estimations over a thick sheet were precise. However, the calculated conductance did not correspond to the actual conductivity-thickness product value. An increase in plate thickness affected the shape of the profile. Shape recognition analysis makes it possible to differentiate between thick and thin dykes. For plates whose thickness is less than 20 % of the single

loop side length, the interpretative relationships can be used for dip and depth estimations. However, the calculated conductance would not be valid.

The regression relationships were applied to field data. Bore hole information made it possible to validate the interpretations. The calculated dip and depth were precise. Unfortunately, the deposits were too thick to give reliable conductance estimations. No apparent conductivity information was available. It would have been interesting to study the relationship between the conductivity-thickness product of different thick conductors and the estimated conductance.

The interpretative relationships are simple and easy to apply. No information other than that provided by the profile is needed. The methodology can be used for any other configurations or methods where the characteristic features of the profile are directly linked to the geophysical target properties. Scale modeling allows the precision of the relationships to be tested before they are applied to field data.

Table des matières

DÉDICACE	IV
REMERCIEMENTS.....	V
RÉSUMÉ	VI
ABSTRACT	VIII
TABLE DES MATIÈRES	X
LISTE DES TABLEAUX	XII
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES ANNEXES	XV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XVI
 CHAPITRE 1 : INTRODUCTION.....	 1
 CHAPITRE 2 : MÉTHODES ÉLECTROMAGNÉTIQUES EN DOMAINE DE TEMPS (TDEM) AVEC LA CONFIGURATION À BOUCLE SIMPLE	 5
2.1 Description de la méthode	5
2.1.1 Fondements théoriques	6
2.1.2 Méthodes et outils d'interprétation déjà existants	11
2.1.3 Application de la TDEM à l'exploration minière	17
2.2 Configuration à boucle simple.....	19
2.2.1 Type de configuration.....	19
2.2.2 La configuration à boucle simple.....	23
 CHAPITRE 3 : MODÉLISATIONS ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE.....	 34
3.1 Modèle géophysique simplifié.....	35
3.1.1 Modèle génétique de la propriété Chutes-des-Passes	35
3.1.2 Modèle géophysique	36
3.2 Loi de similitude.....	38
3.3 Modélisation à échelle réduite	39
3.3.1 Introduction.....	39
3.3.2 Montage et spécifications techniques	41
3.3.3 Résultats de la modélisation à échelle réduite.....	50
3.4 Modélisation numérique	52
3.4.1 Énoncés théoriques	52
3.4.2 EM Vision™.....	57
3.4.3 Spécifications techniques.....	63
3.4.4 Résultats de la modélisation numérique.....	65
 CHAPITRE 4 : MODÉLISATION STATISTIQUE DES PROPRIÉTÉS DU CONDUCTEUR.....	 69

4.1 Analyse en composantes principales	70
4.1.1 Résultats de l'ACP.....	71
4.2 Spline cubique	73
4.3 Normalisation des propriétés du conducteur.....	75
4.4 Définition des caractéristiques.....	76
4.5 Régression	79
4.5.1 Fondements théoriques	79
4.5.2 Diagrammes binaires	82
4.5.3 Estimations des propriétés d'une plaque.....	84
4.6 Application sur les modèles de laboratoire.....	96
4.7 Plaques épaisses.....	100
4.7.1 Théorie.....	100
4.7.2 Méthode de discrimination	101
4.8 Application des relations interprétatives sur des plaques 2D.....	103
4.9 Autres sujets connexes.....	104
4.9.1 Résolution spatiale.....	104
4.9.2 Azimut du profil.....	109
4.9.3 Levé non centré sur le conducteur	110
 CHAPITRE 5 : APPLICATION SUR DES DONNÉES DE TERRAIN	111
5.1 La propriété Chutes-des-Passes	111
5.2 Préparation et traitements des données	114
5.3 Application de l'outil d'interprétation	115
5.3.1 Exemple 1 : Ligne HOUL 4+50N.....	116
5.3.2 Exemple 2 : Ligne HOUL 10+50N.....	119
5.3.3 Exemple 3 : Ligne DNE 3+00N.....	123
 CHAPITRE 6 : DISCUSSION	127
 CHAPITRE 7 : CONCLUSION.....	132
 RÉFÉRENCES.....	134
ANNEXES.....	144

Liste des tableaux

Tableau 3.1.	Calcul de la profondeur de diffusion associée à différents canaux.....	45
Tableau 3.2.	Modèles effectués avec une plaque mince.....	50
Tableau 3.3.	Modèles effectués avec des plaques épaisses.....	51
Tableau 3.4.	Modèles pour deux plaques verticales.....	52
Tableau 3.5.	Effet de l'augmentation de l'aire de réception sur le voltage mesuré...	59
Tableau 3.6.	Modèles numériques.....	65
Tableau 4.1.	Canaux représentatifs choisis suite à l'ACP.....	73
Tableau 4.2.	Résultats de la sélection avant pour l'estimation de la conductance....	87
Tableau 4.3.	Résultats de la sélection avant pour l'estimation de la profondeur.....	90
Tableau 4.4.	Résultats de la sélection avant pour l'estimation du pendage.....	94
Tableau 4.5.	Application sur les modèles réduits (plaque de 3 mm).....	97
Tableau 4.6.	Application sur les modèles réduits (plaque de 6 mm).....	99
Tableau 4.7.	Application sur des modèles 3D et 2D.....	104
Tableau 4.8.	Application sur des modèles multi-plaques.....	107
Tableau 4.9.	Effet de la variation de l'azimut du levé.....	109
Tableau 5.1.	Interprétation de l'anomalie de la ligne 4+50 N de la grille Houlière...	117
Tableau 5.2.	Interprétation de l'anomalie de la ligne 10+50 N de la grille Houlière..	121
Tableau 5.3.	Interprétation de l'anomalie de la ligne 3+00 N de la grille DNE.....	124

Liste des figures

Figure 2.1. Champs impliqués dans les mesures EM en géophysique.....	8
Figure 2.2. Forme des ondes transmises et captées en domaine de temps.....	9
Figure 2.3. Comparaison entre des systèmes de types impulsional (<i>impluse</i>) et à échelon (<i>step</i>).....	13
Figure 2.4. Différents types de configurations pour les levés TDEM.....	20
Figure 2.5. Mouvements ioniques dans un sol polarisable.....	28
Figure 2.6. Décomposition du signal capté au récepteur.....	33
Figure 3.1. Modèle géophysique.....	37
Figure 3.2. Effet de l'augmentation des dimensions de la plaque sur la réponse.....	44
Figure 3.3. Dispositif en laboratoire pour la modélisation à échelle réduite.....	47
Figure 3.4. Le SIROTEM.....	47
Figure 3.5. Mesure du bruit ambiant sans injection du courant.....	48
Figure 3.6. Profil en l'absence de conducteur réalisé en injectant du courant.....	49
Figure 3.7. Modèle électromagnétique général.....	53
Figure 3.8. Décroissance du champ magnétique et de sa dérivée temporelle pour un demi-espace homogène.....	60
Figure 3.9. Décroissance du voltage mesuré au-dessus d'un demi-espace homogène avec l'algorithme LEROI.....	61
Figure 3.10. Décroissance du voltage pour trois demi-espaces homogènes de conductivité croissante.....	62
Figure 3.11. Influence de la conductivité d'un demi-espace homogène sur le voltage Emf et le champ magnétique $b(t)$ mesurés.....	63

Figure 3.12. Comparaison entre les réponses numériques et analogiques de modèles équivalents selon les lois de similitude ($\theta = 45^\circ$).....	66
Figure 3.13. Comparaison entre les réponses numériques et analogiques de modèles équivalents selon les lois de similitude ($\theta = 90^\circ$).....	67
Figure 4.1. Pourcentage de la variance expliquée par chaque vecteur propre.....	71
Figure 4.2. Projection des variables sur le plan des deux premiers vecteurs propres (données numériques).....	72
Figure 4.3. Projection des variables sur le plan des deux premiers vecteurs propres (données analogiques).....	73
Figure 4.4. Éléments caractéristiques d'un profil.....	77
Figure 4.5. Histogramme des variables explicatives non transformées.....	85
Figure 4.6. Histogramme des variables explicatives transformées.....	86
Figure 4.7. Conductance.....	89
Figure 4.8. Profondeur.....	91
Figure 4.9. Pendage.....	95
Figure 4.10. Évolution du profil au-dessus de deux plaques verticales séparées par une distance variable.....	106
Figure 5.1. Carte de la localisation de la propriété Chutes-des-Passes.....	112
Figure 5.2. Profil de la ligne 4+50 N de la grille Houlière.....	116
Figure 5.3. Section de forage – ligne 4+50 N – grille Houlière.....	118
Figure 5.4. Profil de la ligne 10+50 N de la grille Houlière.....	120
Figure 5.5. Section de forage – ligne 10+50 N – grille Houlière.....	122
Figure 5.6. Profil de la ligne 3+00 N de la grille DNE.....	124
Figure 5.7. Section de forage – ligne 3+00 N – grille DNE.....	126

Liste des annexes

Annexe I : Description des canaux d'échantillonnage pour le SIROTEM en mode <i>early time</i>	144
Annexe II : Codes programmés en Matlab.....	145
Annexe III : Matrice des caractéristiques des modèles numériques.....	156
Annexe IV : Analyse du comportement des variables explicatives à l'aide de diagrammes binaires.....	158
Annexe V : Modélisation à échelle réduite de plaques épaisses.....	174
Annexe VI : Données brutes de terrains mesurées sur Chutes-des-Passes.....	178

Liste des sigles et abréviations

a	Longueur du côté de la boucle de transmission (m); rayon d'une sphère
A	Aire (m ²); potentiel magnétique
A^+, AA	Amplitude du voltage à la position du couplage maximum sur le profil
A^-	Amplitude du voltage du petit pic sur le profil
\AA	Armstrong (1×10^{-10} m)
ACP	Analyse en composantes principales
AR	Amplitude relative ou degré d'asymétrie
b_0	Constante du modèle de régression
\vec{B}	Densité de flux magnétique (T)
d	Profondeur du centre d'une sphère
\vec{D}	Densité de flux électrique (C/m ²)
DAR	Distance pic à pic
DC	Courant continu
e_s	Voltage lié à la force électromotrice
e	Résidus du modèle de régression
\vec{E}	Intensité du champ électrique (V/m)
E_p	Champ électrique primaire (V/m)
E_s	Champ électrique secondaire (V/m)
EM	Électromagnétique
emf	Force électromotrice
EMH	Méthode électromagnétique à cadres horizontaux
f	Fréquence (Hz)
G	Tenseur de Green
\vec{H}	Intensité du champ magnétique (A/m)
H_p	Champ magnétique primaire (A/m)

H_s	Champ magnétique secondaire (A/m)
H_x	Composante horizontale du champ magnétique (A/m)
H_y	Composante transversale du champ magnétique (A/m)
H_z	Composante verticale du champ magnétique (A/m)
I	Courant (A)
\bar{I}	Flux magnétique créé par aimantation (A/m)
\bar{J}	Densité de courant (A/m ²)
J_p	Source de courant primaire (V/m)
J_s	Source de courant secondaire (V/m)
k	Susceptibilité magnétique; nombre d'ondes
L	Inductance (H); longueur du côté de la boucle de transmission (m); Facteur d'échelle géométrique
m	Chargeabilité (ms)
\vec{m}	Moment magnétique dipolaire (A·m ²)
M_p	Source magnétique primaire (A/m)
MN	Modélisation numérique
MR	Modélisation à échelle réduite
n	Nombre d'échantillons
N	Nombre de tour de fil du Tx ou Rx
O	Proportionnel à
p	Nombre de variables
r	Position du champ mesuré par rapport à l'origine
r'	Position d'un élément de courant dans le sol par rapport à l'origine
R	Résistance (Ω)
R^2	Coefficient de détermination
R_x	Récepteur
s	Distance de séparation entre deux plaques
S	Conductance de la plaque ou produit conductivité-épaisseur (S)
t	Temps; épaisseur de la plaque

t'	Épaisseur relative de la plaque
Tau	Constante de temps instantanée (ms)
$TDEM$	Méthodes électromagnétiques dans le domaine du temps ou transitoire
Tx	Transmetteur ou émetteur
v	Vitesse des ondes électromagnétiques dans le sol (m/s)
V	Tension ou voltage (V)
X	Variables explicatives
x_0	Position de la projection verticale du corps sur le profil
$Xcorps$	Position du couplage minimum sur un profil
Y	Observations
Y_m	Moyenne des observations
Y_p	Valeur prédite par le modèle de régression
z	Profondeur de l'arête supérieur de la plaque
z'	Profondeur relative de l'arête supérieur de la plaque
Z	Impédance (V/A)
δ	Profondeur de diffusion
ε	Permittivité électrique (F/m)
θ	Pendage de la plaque (°)
μ	Perméabilité magnétique (H/m)
μ_0	Perméabilité magnétique du vide ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)
μ_∞	Perméabilité magnétique à la fréquence infinie (H/m)
μ_r	Perméabilité magnétique relative
μ_s	Perméabilité magnétique à la fréquence zéro (H/m)

ρ	Résistivité électrique ($\Omega\cdot\text{m}$); densité de charge (C/m)
ρ_a	Résistivité apparente ($\Omega\cdot\text{m}$)
σ	Conductivité électrique (S/m)
σ_p	Conductivité de l'encaissant (S/m)
σ_a	Conductivité de la cible (S/m)
τ	Constante de temps (ms)
χ	Coefficient de proportionnalité entre \vec{I} et \vec{H}
ω	Fréquence angulaire (Hz)
$\partial B/\partial t$	Intensité de la décroissance temporelle du champ magnétique secondaire

Chapitre 1

Introduction

PROBLÉMATIQUE

La recherche de métaux de base sous forme massive en exploration minérale fait habituellement appel à l'utilisation de méthodes géophysiques électromagnétiques car ces cibles sont en général de très bons conducteurs électriques. Lors de la réalisation de mesures au-dessus d'un conducteur, la forme de la réponse géophysique sera directement liée aux propriétés du corps minéralisé, à sa géométrie et aux propriétés de son environnement.

Récemment, la compagnie SOQUEM inc. a exécuté une campagne de levés électromagnétiques sur une de leurs propriétés riches en sulfures de nickel et de cuivre : la propriété Chutes-des-Passes. La compagnie a utilisé un système en domaine de temps avec une configuration à boucle simple pour recueillir les données. L'objectif principal de l'utilisation de la méthode électromagnétique en domaine de temps était de pouvoir discerner les corps selon leur épaisseur et leur attitude géométrique. Ceci était impossible par la méthode électromagnétique à cadres horizontaux (EMH) en raison de la nature très conductrice des sulfures massifs. L'avantage des méthodes électromagnétiques en domaine de temps (TDEM) est qu'un large spectre fréquentiel est balayé en une seule mesure. Une longue réflexion des spécialistes du département de géophysique de SOQUEM inc. a permis de croire que la configuration mobile à boucle simple serait idéale pour caractériser des conducteurs à pendage variable présents sur la propriété. La revue des équipements disponibles par la compagnie a permis de conclure

que le SIROTEM™, équipement australien manufacturé par Geo Instruments Pty, remplissait les conditions de mobilité et de sensibilité désirées.

OBJECTIFS

En Amérique du Nord, la configuration à boucle simple est rarement, sinon jamais utilisée par l'industrie minière. La configuration la plus souvent utilisée en Amérique est essentiellement celle où le transmetteur prend la forme d'une large boucle fixe et où le récepteur est déplacé le long d'un profil perpendiculaire aux côtés de la boucle. La configuration à boucle simple a été développée en Russie et en Australie et il existe peu d'outils d'interprétation disponibles de ce côté du Pacifique. L'absence d'expertise locale a incité SOQUEM inc. à s'engager dans l'étude des réponses à cette configuration et dans le développement d'une méthode d'interprétation expéditive par l'entremise de ce projet de maîtrise à incidence industrielle.

L'objectif de ce projet consiste à l'établissement de relations entre le signal géophysique mesuré pour la configuration à boucle simple et les caractéristiques géométriques et électriques d'un conducteur enfoui afin de créer un outil d'interprétation pratique et direct pour l'industrie. L'outil doit donc être simple et utilisable directement sur le terrain sans grande ressource matérielle.

L'étude vise en particulier l'interprétation d'environnements géologiques tel que rencontrés sur Chutes-des-Passes. Il s'agit d'un milieu résistant absent de mort-terrain conducteur. Les propriétés du corps conducteur à estimer sont le pendage, la profondeur, le produit conductivité-épaisseur (désigné dorénavant par la conductance) ainsi que la position qu'il occupe sur le profil. Cet outil devra également inclure une méthode de discrimination entre un conducteur mince et un conducteur épais. Il est entendu que l'outil devra être indépendant de toute autre information sur le conducteur

étudié. La méthode choisie pour son élaboration est la régression linéaire multiple. Cette technique statistique permet d'estimer directement un paramètre à l'aide d'une équation linéaire simple constituée de variables explicatives.

MÉTHODOLOGIE

Tout d'abord, la géologie propre au type de minéralisation rencontré sur la propriété Chutes-des-Passes est réduite en un environnement géophysique simple afin de guider la modélisation. Ensuite, pour les conducteurs minces, la modélisation numérique du modèle géophysique est effectuée avec l'algorithme LEROI du logiciel EM Vision (Encom, Australie). En parallèle, les conducteurs minces sont modélisés en laboratoire avec un appareil SIROTEM sur des modèles à une échelle réduite en présence de bruit ambiant. Subséquemment, une étape d'analyse statistique sur les données numériques s'avère nécessaire afin de faire ressortir les traits caractéristiques du signal mesuré. Par la suite, une régression linéaire multiple est réalisée sur les données numériques en fonction des traits caractéristiques des profils et des propriétés géométriques et électriques du conducteur. Pour fin de validation, les relations résultantes de la régression sont appliquées aux réponses mesurées sur les modèles à échelle réduite. En ce qui concerne les conducteurs épais, ils sont modélisés en laboratoire avec le système à échelle réduite. L'analyse de la variation de la forme du signal mesuré en fonction de l'épaisseur du conducteur devrait permettre d'établir un guide basé sur la reconnaissance de forme. Finalement, les relations d'interprétation seront appliquées sur des données de terrain provenant de la propriété Chutes-des-Passes. L'estimation des propriétés électriques et géométriques des dépôts minéralisés sera comparée avec les résultats de forage.

ORGANISATION DU MÉMOIRE

Le présent mémoire se divise en sept chapitres incluant celui-ci. Le chapitre 2 traite de la théorie à la base des méthodes électromagnétiques en domaine de temps. Il aborde également en détails les caractéristiques de la configuration à boucle simple. Le chapitre 3 traite de la modélisation à échelle réduite et la modélisation numérique. Une présentation du modèle géophysique utilisé, une revue de littérature, une description du montage en laboratoire et du logiciel utilisé pour la modélisation numérique ainsi qu'une présentation des résultats constituent cette section du mémoire. Le chapitre suivant traite de la modélisation statistique, c'est-à-dire du traitement des données, de la régression linéaire et de ses résultats. Il présente aussi les équations d'interprétation, le résultat de leur validation ainsi que leur application à des cas numériques particuliers. Finalement, le chapitre 5 traite de l'application des relations d'interprétation aux données prises sur le terrain à l'étude. Une discussion des résultats de ce projet de recherche ainsi qu'une conclusion suivent.

Chapitre 2

Méthodes électromagnétiques en domaine de temps (TDEM) avec la configuration à boucle simple

2.1 Description de la méthode

Sensible aux variations de conductivité, la méthode électromagnétique en géophysique permet, entre autres, de localiser des corps conducteurs dans le sol lorsque la résistivité de l'encaissant et de la cible contrastent de manière importante. La méthode consiste à induire électromagnétiquement des courants électriques dans le sol et non par injection à l'aide d'électrodes comme dans le cas des méthodes électriques. Les sources de champ électromagnétique induisant des courants peuvent être naturelles (source des signaux magnétotelluriques) ou contrôlées. C'est d'une méthode à source contrôlée dont il est question dans ce mémoire.

Les méthodes électromagnétiques peuvent être divisées en deux catégories. Il y a d'abord le domaine des fréquences. Dans ce cas, le courant qui circule dans le transmetteur présente une forme sinusoïdale. De façon générale, on transmet une seule fréquence à la fois. La réponse mesurée au récepteur représente la combinaison du champ primaire et du champ secondaire généré par la présence d'un corps conducteur dans le sol. Ce domaine est aussi nommé « en temps » ou *on-time* puisque la lecture se fait durant l'émission du champ primaire. En isolant et en décomposant le champ secondaire en terme d'amplitude et de déphasage par rapport au champ primaire, on peut caractériser un conducteur enfoui.

Contrairement aux méthodes fréquentielles, les méthodes transitoires ou en domaine du temps, mesurent le champ électromagnétique induit dans le sol en l'absence du champ primaire. On les nomme méthodes « en temps mort » ou *off-time*. L'induction électromagnétique dans le sol est générée grâce à un cycle au transmetteur constitué de périodes d'émission de courant continu (DC) suivies de coupures brusques. Le récepteur mesure la décroissance du champ magnétique secondaire dans le temps. Les méthodes transitoires ont été créées dans le but de mesurer uniquement le champ magnétique secondaire. En effet, ce dernier possède une intensité beaucoup plus faible que le champ primaire et il est complexe à isoler du champ total lors de mesures effectuées dans le domaine des fréquences (Spies et Frischknecht, 1991). L'intensité et le taux de décroissance du champ capté au récepteur permettent de caractériser un conducteur enfoui.

2.1.1 Fondements théoriques

Les fondements de la méthode électromagnétique reposent sur les équations de Maxwell et plus précisément sur l'induction électromagnétique. Dans le domaine du temps, le transmetteur prend la forme d'une boucle de taille variable disposée horizontalement sur le sol. Lorsqu'un courant DC est injecté dans cette boucle, un champ magnétique primaire est généré. L'équation de Maxwell suivante (eq. 2.1) ou théorème d'Ampère modifié représente le champ magnétique H créé par le déplacement d'un courant électrique (J et D) :

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

Le courant qui circule dans la boucle suit une onde bipolaire carrée caractérisée par un cycle de quatre périodes : une période d'émission, une période d'interruption, une seconde période d'émission avec le courant de sens inverse à la première et une dernière

période d'interruption. La période d'émission dure suffisamment longtemps pour que le courant atteigne sa pleine amplitude et qu'elle demeure constante dans la boucle. La coupure brusque du courant crée une variation temporelle du champ magnétique primaire. L'équation de Maxwell suivante (éq. 2.2) ou loi de Faraday stipule que la variation du flux magnétique B dans le temps induit une force électromotrice qui se concrétise dans un corps conducteur par la circulation de courants électriques (E), les courants de Foucault :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

Un champ magnétique secondaire est associé à la circulation des courants électriques induits. Les courants et le champ magnétique secondaire sont atténués dans l'espace et dans le temps. Cette variation temporelle crée une force électromotrice dans le récepteur sous forme d'un voltage. Le récepteur a la forme d'une boucle ou d'une bobine (Keller, 1991). C'est l'intensité de la décroissance temporelle du champ magnétique secondaire ($\partial B/\partial t$) qui est mesurée. La figure 2.1 illustre les différents champs impliqués dans la méthode.

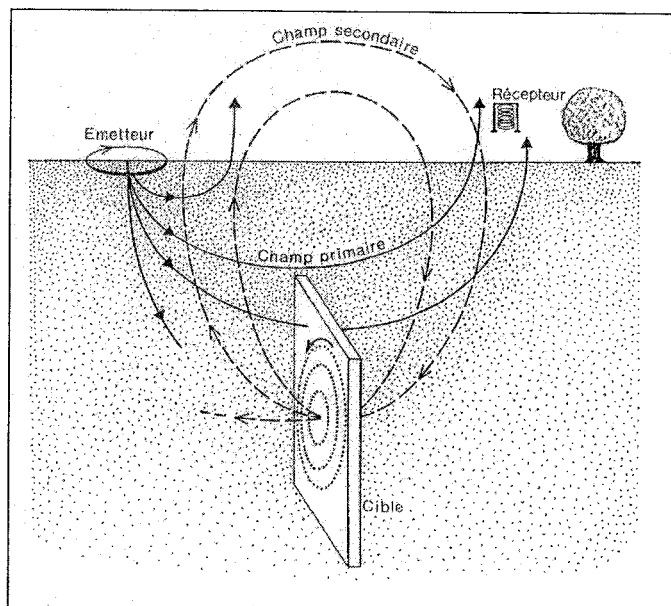


Figure 2. 1. Champs impliqués dans les mesures EM
en géophysique (Meyer de Stadelhofen, 1991).

Au transmetteur, le courant ne disparaît pas instantanément après la coupure, il met un certain temps à décroître. Ce temps s'appelle la rampe et prend théoriquement la forme d'une rampe linéaire. La mesure effectuée au récepteur doit être prise après le temps de rampe afin que seule la décroissance du champ secondaire soit échantillonnée. On observe donc un délai entre le moment de la coupure et celui de la lecture. La réponse à cette coupure de courant a une forme d'impulsion dans le récepteur et ce type de systèmes est appelé système impulsionnel ou *impulse system*. La figure 2.2 illustre la relation entre la forme de l'onde transmise dans le sol, la force électromotrice induite dans un conducteur enfoui et la réponse mesurée au récepteur. Dans le domaine du temps, les champs magnétiques primaires et secondaires possèdent la même polarité. Le signal mesuré représente la relaxation du conducteur.

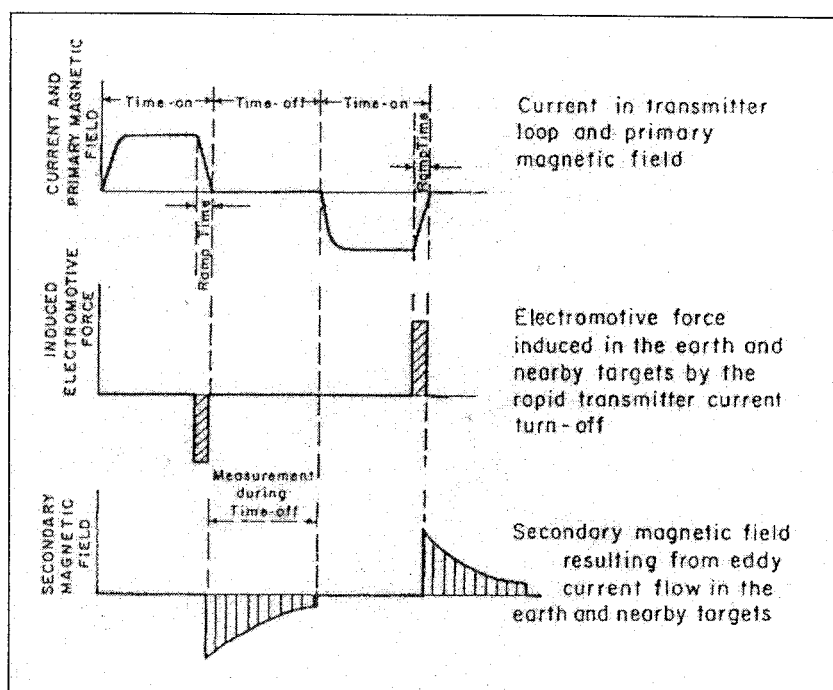


Figure 2. 2. Forme des ondes transmises et captées en domaine de temps (Reynolds, 1997, fig. 11.33).

Nabighian (1979) a détaillé le comportement des courants induits (dits de Foucault) dans le temps. Ces derniers se propagent dans le sol en profondeur et latéralement, tels des anneaux de fumée ou *smoke rings*. L'atténuation des courants est directement liée à la conductivité du milieu. Au début de l'induction, les anneaux de courants circulent à la surface du conducteur dans un plan orthogonal au champ magnétique primaire et ce stade se nomme *early time*. À ce stade, le champ magnétique secondaire n'est pas influencé par le milieu, mais uniquement par l'intensité du courant et la taille de la boucle d'émission. Ensuite, résultant de pertes ohmiques, les courants en surface se dissipent à l'intérieur du conducteur, il s'agit du stade intermédiaire (Reynolds, 1997). Le stade final ou *late time* est atteint lorsque les courants induits circulent à travers tout le conducteur. À ce moment, seules les propriétés du conducteur, soit sa conductivité, sa forme et sa taille influencent la décroissance du champ magnétique secondaire (Nabighian et Macnae, 1991).

Il existe un autre type de courant dans le sol, les courants galvaniques. Ces courants s'expliquent par l'accumulation de charges au contact entre deux corps conducteurs : l'encaissant et la cible. Cela suppose que l'encaissant possède une certaine conductivité. Les courants galvaniques se présentent sous la forme d'une canalisation de courants à l'intérieur d'un corps conducteur. Pour se faire, les courants doivent être uniformes. Ils sont générés par des systèmes ayant une source de grandes dimensions par rapport à la cible géophysique. L'accumulation de charges à l'interface entre l'encaissant et le corps conducteur est expliquée par la relation suivante :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.3)$$

Ces courants suivent les lois de Maxwell suivantes :

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0$$

et

$$\nabla \cdot \vec{D} = \epsilon \vec{E} = \rho \quad (2.4)$$

Cette canalisation de courant dépend de la conductivité du milieu, très peu de celle du corps où ils se retrouvent. Mais, elle sera influencée par sa géométrie. Plus le corps conducteur est long et plus la canalisation sera importante. Entre autres, dans un encaissant conducteur, pour des corps peu conducteurs orientés dans le sens du courant électrique, le champ magnétique secondaire présentera une forte intensité due à la présence des courants galvaniques et non des courants de Foucault. Ainsi, l'anomalie perçue au récepteur sera biaisée car ce n'est pas l'effet de la présence d'une cible conductrice d'intérêt qui est mesuré, mais plutôt l'effet d'un encaissant conducteur sur un corps plus ou moins conducteur (McNeill *et al.*, 1985). En fait, la présence des courants galvaniques peut amplifier la réponse électromagnétique ou l'annuler dépendamment de leur orientation par rapport aux courants induits. Le présent mémoire traite d'environnements géologiques très résistants et absents de mort-terrain

conducteur. Ainsi, la contamination de la réponse par des courants galvaniques peut être considérée comme nulle.

Dans l'application de l'induction électromagnétique en géologie, le sol est considéré comme un conducteur de qualité variable, dépendamment de sa conductivité alors que les dépôts de sulfures massifs constituent d'excellents conducteurs où la circulation des courants de Foucault se concentre. Il s'agit d'un phénomène de dispersion et les courants de déplacement peuvent être négligés. En effet, les fréquences utilisées par les méthodes géophysiques électromagnétiques se situent sous les 100 kHz et le sol possède une conductivité supérieure à 10^{-5} S/m. De plus, puisque généralement, les changements de perméabilité sont minimes comparativement aux variations de conductivité, la perméabilité du milieu est approximée par μ_0 (Newman et Hohmann, 1988). La section 2.2.2 traite de l'influence sur la réponse des minéraux possédant une perméabilité différente de celle du vide. Au niveau de la conductivité de la cible géophysique, ce sont principalement la pyrrhotite ($Fe_{1-x}S$) et la pyrite (FeS_2) qui contribuent à la forte conductivité des dépôts. Ces deux minéraux sont présents en très grandes quantités dans les dépôts de sulfures massifs et leur interconnexion permettra aux courants de Foucault de circuler à travers le dépôt (Palacky, 1991).

2.1.2 Méthodes et outils d'interprétation déjà existants

Le signal mesuré au récepteur réfère souvent au voltage généré par le champ secondaire. L'unité de mesure dépend des manufacturiers. Le récepteur prélève durant le temps mort des échantillons du voltage à différents intervalles de temps afin d'en étudier son amplitude et son taux de décroissance : ce sont les fenêtres ou les canaux. L'interprétation de la réponse s'effectue sous deux plans. La première facette est l'étude de la décroissance de l'amplitude de la réponse dans le temps à une station de mesure

donnée et la deuxième est la variation de la réponse le long de profil de mesures, idéalement perpendiculaire aux conducteurs.

A) Décroissance temporelle du champ magnétique secondaire ($\partial B/\partial t$)

Au niveau de la décroissance du voltage, Nabighian (1979) a démontré que les courants induits se propagent dans le sol avec une vitesse inversement proportionnelle à la conductivité du milieu (équ. 3.24). Un paramètre utile dans l'interprétation de la décroissance du champs secondaire est la constante de temps τ , définie comme suit :

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.5)$$

En faisant une analogie entre un corps conducteur dans le sol et un circuit électrique équivalent, une inductance L et une résistance R peuvent être associées au corps. Lorsque le conducteur est de mauvaise qualité, la constante de temps est courte et la décroissance rapide, contrairement aux bons conducteurs qui présentent une longue décroissance.

Une problématique à l'interprétation des systèmes transitoires est la limite inductive. En effet, en présence de corps possédant une excellente conductivité, l'amplitude initiale de la décroissance du champ magnétique est faible et peut se retrouver sous le niveau de bruit. L'équation de Nabighian et Macnae (1991) présente la force électromotrice à l'intérieur d'une bobine et permet d'établir la relation suivante entre le voltage (e_s) et la constante de temps du conducteur:

$$e_s(t) \equiv O \frac{e^{-t/\tau}}{\tau} \quad (2.6)$$

Pour un mauvais conducteur ayant une faible constante de temps, l'amplitude initiale est forte alors que la décroissance est rapide. Pour un excellent conducteur, l'amplitude de départ est faible et la décroissance lente (Grant et West, 1965).

Des systèmes transitoires, tel le UTEM de Lamontagne, ont été créés afin de palier à ce problème. Ils mesurent le champ secondaire induit en présence du champ primaire. La forme du courant est triangulaire et la réponse mesurée ne consiste plus en une impulsion, mais plutôt en un échelon, mieux connu sous le nom de *step response*. Il s'agit de systèmes dits « en-temps » ou *on-time* comme ceux dans le domaine des fréquences puisque la mesure est prise en présence du champ primaire. Ainsi, l'amplitude de départ de la décroissance de $\partial B/\partial t$ est constante, peu importe la conductivité du corps. La figure 2.3 suivante illustre les deux types de systèmes TDEM incluant la réponse attendue pour différentes qualités de conducteurs.

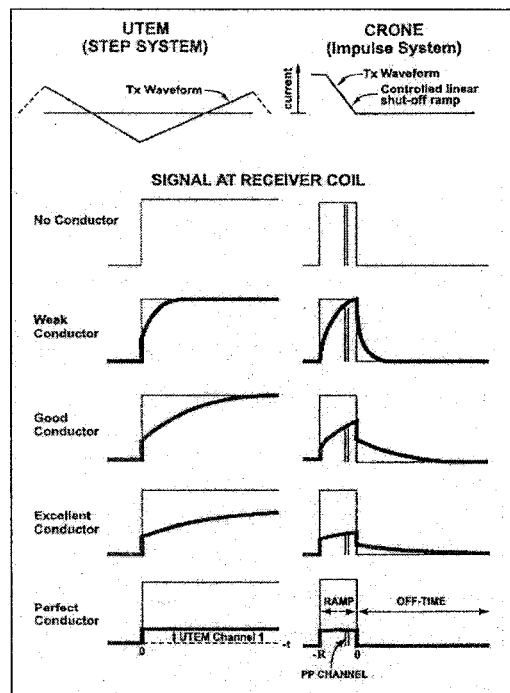


Figure 2. 3. Comparaison entre des systèmes transitoires de types impulsionnel (*impulse*) et à échelon (*step*) (Watts, 1997, fig.3).

Ces systèmes sont toutefois sophistiqués et Smith et Balch (2000) proposent une solution plus simple en utilisant les systèmes standards à réponse impulsionnelle. Les lectures sont prises pendant la rampe et pendant le temps mort, en l'absence d'injection de courant. Le champ primaire inclut dans le signal mesuré dans la rampe peut être calculé en connaissant la géométrie de l'appareil puis éliminé. La comparaison des mesures dans la rampe épurées du champ primaire pour différents dépôts minéralisés permet de faire une discrimination entre les excellents et les bons conducteurs.

B) Profil et pseudosection

Les profils permettent d'observer les variations latérales de la décroissance du champ secondaire. La forme que prend le profil dépendra du couplage entre le champ primaire et le corps conducteur dans le sol. Il permet de cibler des anomalies et d'en déterminer les principales caractéristiques. L'analyse de la forme de profil fait d'ailleurs partie intégrale de la méthodologie de ce projet afin d'arriver à un verdict quant à l'efficacité de l'utilisation de la configuration à boucle simple pour la caractérisation de dépôts de nickel et de cuivre de type plaque. Lors de mesures TDEM, lorsque le récepteur est une bobine, les trois composantes du champ secondaire peuvent être recueillies, soit les composantes verticale H_z , horizontale H_x et transversale H_y . Si le récepteur est une boucle posée au sol, seule la composante verticale peut être mesurée. Chacune des composantes évoluera de façon différente par rapport à la position du corps conducteur à chaque station de mesure. Dans le cas de mesures effectuées au-dessus d'une plaque plus ou moins épaisse, le profil prendra la forme d'un dos de chameau ou double pic, constitué d'un pic de part et d'autre de la plaque et d'un creux directement au-dessus.

Les mesures du voltage peuvent être converties en valeurs de résistivité apparente ρ_a . Les résistivités calculées seront représentatives du sol sondé uniquement lorsque les courants de Foucault auront atteint le stade *late-time*. En effet, à ce moment, la décroissance de $\partial B / \partial t$ devient fonction de la conductivité du corps où ils circulent. La

résistivité apparente se définit en fonction du voltage mesuré V (généralement normalisé par le courant initial I circulant dans le transmetteur), de l'instant t où le voltage a été échantillonné et de la géométrie du système de mesure. La résistivité apparente est définie comme étant la résistivité d'un demi-espace homogène qui donnerait le voltage mesuré pour chaque fenêtre de temps (Spies et Raiche, 1980). Dans le cas du SIROTEM (Buselli et O'Neill, 1977) pour la configuration à boucle simple, la formule est la suivante :

$$\rho_a = (6,32 \times 10^{-12}) (A^{2/3}) (a^{4/3}) \left(\frac{V}{I} \right)^{-2/3} (t^{-5/3}) \quad (2.7)$$

où A et a représentent respectivement l'aire totale et la longueur du côté de la boucle. V/I est le voltage normalisé au récepteur au temps t .

Spies et Raiche (1980) proposent un algorithme pour le calcul de la résistivité apparente pour cette même configuration. Les profils bruts des résistivités apparentes en fonction du temps à chaque station peuvent être joints pour former une pseudosection. L'étude des pseudosections permet de voir l'évolution de la résistivité en fonction du temps. La conversion de l'échelle du temps en profondeur s'avère complexe. Elle doit tenir compte de plusieurs facteurs dont les variations latérales de la résistivité (Cooper et Swift, 1994).

L'unité de la conductivité est le siemens par mètre (S/m). Des variations de conductivité ou de l'épaisseur du corps conducteur enfoui auront le même effet sur la réponse électromagnétique mesurée. Ces deux paramètres ne peuvent être isolés l'un de l'autre. Le produit conductivité-épaisseur σt est défini par la conductance S d'un conducteur. Ainsi, un immense corps ayant un faible pourcentage de minéralisation peut présenter la même signature géophysique qu'un très mince dépôt massif (Balch, 1999). En fait,

l'importance de la réponse dépend de l'interconnexion électrique entre les grains conducteurs d'un dépôt permettant une meilleure circulation des courants de Foucault. C'est d'ailleurs pour cela que les méthodes électromagnétiques sont utilisées lors de la recherche de dépôts massifs plutôt que de dépôts à minéralisation disséminée. Dans ce dernier cas, les méthodes électriques deviennent davantage efficaces, dû à l'importance de la surface spécifique de grains métalliques chargeables.

C) Autres outils d'interprétation

Il existe des outils d'interprétation plus spécifiques à des situations géologiques données. En premier lieu, on retrouve l'élaboration de modèles à échelle réduite simulant des environnements géologiques communs. Les courbes résultantes des mesures effectuées sur les modèles permettent de guider l'interprétation de données de terrain. Le chapitre 3 de ce mémoire est consacré en partie à la modélisation à échelle réduite. Les détails concernant des études de modèles analogiques déjà réalisées y seront présentés. Deuxièmement, les résultats des modélisations à échelle réduite permettent de créer des relations empiriques entre la forme des profils mesurés et les propriétés du conducteur.

Troisièmement, faisant suite à l'étude des modèles analogiques, des nomogrammes peuvent être engendrés. Il s'agit de systèmes de courbes permettant de trouver certains résultats par simple lecture sans calculs. Ainsi, tel le diagramme d'Argand pour les mesures effectuées avec la méthode EMH, les propriétés d'un corps conducteur peuvent être estimées. Le paramètre d'induction, les dimensions du système et l'amplitude du signal constituent généralement les éléments présents sur un des deux axes des nomogrammes. Kamenetskii (1976) dans le manuel de Buselli *et al.*, (1985) en présente des exemples pour le cas d'un dyke mince de dimensions infinies.

Quatrièmement, les expressions analytiques tirées à même les équations de Maxwell permettent également d'effectuer une interprétation. Cependant, les équations disponibles sont généralement applicables à des cas géologiques simplifiés, dû à la complexité des relations entre la géométrie d'un conducteur et de l'environnement dans lequel il se trouve. Les expressions analytiques disponibles à ce jour sont les suivantes : un demi-espace homogène, une couche conductrice sur une base résistante, une sphère enfouie, un cylindre horizontal de dimension infinie enfoui et une plaque mince (plan semi-infini).

Finalement, des programmes ou logiciels de modélisation facilitent aujourd'hui l'interprétation d'anomalies. Pour des cas géologiques simples, des logiciels d'inversion sont disponibles. Ces environnements simples sont des demi-espaces homogènes ou stratiformes et non pas des milieux tridimensionnels, comme ceux rencontrés en exploration minière. La modélisation numérique fait partie intégrale de ce mémoire. Le chapitre 3 présente des explications détaillées sur cet outil d'interprétation.

2.1.3 Application de la TDEM à l'exploration minière

Les méthodes électromagnétiques dans le domaine du temps sont très répandues dans la recherche de gisements conducteurs à minéralisation massive. En effet, elles sont utilisées tant pour la localisation de cibles régionales à l'aide de systèmes aéroportés tel le GEOTEM et le MEGATEM de Fugro que pour la localisation et la caractérisation plus spécifique des cibles conductrices à l'aide de systèmes au sol et en forage. Parmi les systèmes au sol, on retrouve le pulse EM de Crone, le système UTEM de Lamontagne, les systèmes EM-37, EM-42 et PROTEM de Geonics ainsi que le SIROTEM de Geo Instruments. Les systèmes UTEM, Pulse EM et EM-37 sont disponibles également pour des levés en forage.

En exploration minière, pour caractériser une cible conductrice, la roche encaissante ainsi que le mort-terrain, il faut utiliser plusieurs fréquences lors de mesures effectuées avec des systèmes électromagnétiques en domaine des fréquences. L'intérêt pour les méthodes électromagnétiques transitoires vient du fait que la mesure de la décroissance du champ magnétique secondaire contient une très large portée dynamique de fréquences. De plus, la réponse n'est pas contaminée par le champ primaire et il est possible de générer facilement d'immenses moments magnétiques dipolaires afin d'optimiser l'investigation du sol. En fait, les méthodes en domaine de temps permettent plus facilement de sonder au-delà de morts-terrains conducteurs et dans des encaissants conducteurs, ce que les méthodes fréquentielles ne permettent pas toujours à cause de la limite et de la sensibilité des fréquences utilisables (McCracken *et al.*, 1986).

Plusieurs exemples de l'utilisation des méthodes transitoires à la prospection de gisements de nickel sont disponibles dans la littérature. Parmi les principaux pays producteurs de nickel, on retrouve notamment l'Australie, le Canada, la Russie, l'Indonésie et la Nouvelle Calédonie. De façon générale, l'Australie a le plus favorisé l'usage des TDEM dans ses projets miniers. Beaucoup de publications traitent d'exemples australiens. Parmi ceux-ci, il y a le cas des dépôts nickélifères Emily Ann et Maggie Hays, situés en Australie de l'Ouest. Des dépôts profonds ont été trouvés à l'aide d'un système TDEM mobile. De faibles anomalies sur les dernières fenêtres de temps ont permis de localiser le dépôt de Maggie Hays à 350 m de profondeur. La conductivité de la minéralisation est extrême (sa conductance est de 200 000 S). Cette valeur se situe bien au-delà de la limite inductive des systèmes impulsionnels. La réponse mesurée est d'ailleurs très faible. C'est grâce à son pendage subhorizontal et à sa constitution massive dans un encaissant résistant que le dépôt Emily Ann a pu être localisé. Ces deux conditions sont très favorables à la méthode TDEM (Peters et Buck, 2000). Toujours en Australie de l'Ouest, le dépôt Cosmos a également été découvert et caractérisé à l'aide de méthodes transitoires au sol. Il repose dans des komatiites conductrices et magnétiques. D'ailleurs, il y a été confirmé que cette méthode est très

efficace pour ce type d'exploration : elle permet de couvrir un vaste territoire et de sonder en profondeur, même dans des milieux magnétiques (Craven *et al.*, 2000).

Au Canada, plusieurs dépôts de nickel sont aussi bien documentés. Parmi ceux-ci, on retrouve ceux de Sudbury et Voisey's Bay. D'abord, à Sudbury, la TDEM en forage a été employée pour caractériser le dépôt de Craig Depth. La limite inductive du système Crone a été atteinte et seule l'utilisation de l'UTEM a permis la cartographie souterraine du dépôt. Toujours dans la région de Sudbury, le dépôt du Lac Joe a été caractérisé à l'aide des mesures prises au sol et en forage avec le système UTEM et d'une modélisation numérique (Watts, 1997). Au Labrador, les dépôts économiques de nickel et de cuivre de Voisey's Bay estimés à 150 millions de tonnes de minerai constituent un autre bel exemple d'application des méthodes TDEM. Les différents dépôts ont été localisés et caractérisés à l'aide de levés aéroportés au GEOTEM ainsi que de levés au sol à l'aide des systèmes UTEM, Crone Pulse EM et Geonics EM-37. Tant les dépôts sub-verticaux que le dépôt Ovoïde ont pu être définis par la TDEM (Balch, 1999). Par contre, au moment de la ségrégation des corps en terme de conductivité, l'utilisation de systèmes à réponse en échelon tel l'UTEM ont dû être employés (Balch *et al.*, 1998).

2.2 Configuration à boucle simple

2.2.1 Type de configuration

Pour un système géophysique donné, la configuration caractérise la disposition du transmetteur et du récepteur sur le terrain. Au niveau des méthodes TDEM, il existe

plusieurs configurations pour les mesures prises directement sur le sol dont les plus couramment utilisées seront brièvement présentées ici et illustrées à la figure 2.4.

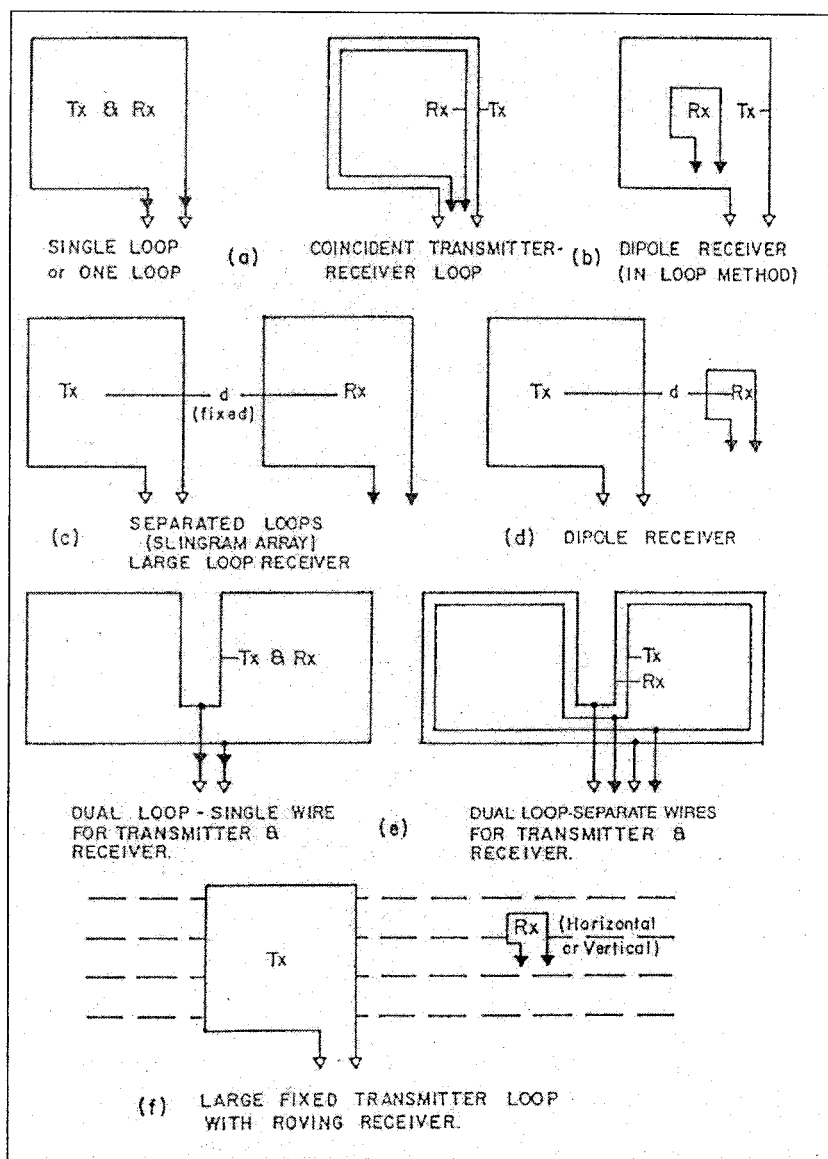


Figure 2. 4. Différents types de configurations pour les levés TDEM
(Nabighian et Macnae, 1991, fig. 41).

A) Boucle simple

Cette configuration, principalement employée en Russie, utilise une seule boucle de fil. Cette boucle agit à titre d'émetteur lorsque le courant circule à l'intérieur et de récepteur durant le temps mort. **Cette configuration fait l'objet du présent mémoire.**

B) Boucle coïncidente

La configuration à boucles coïncidentes consiste en deux boucles de même dimension, l'une émettrice et l'autre réceptrice, disposées exactement l'une sur l'autre. En théorie, la réponse mesurée par des boucles coïncidentes est la même que pour la configuration à boucle simple tant que le récepteur n'est pas surélevé par rapport au transmetteur et que la taille des boucles des deux configurations est identique.

C) Boucle centrale

Une variante des boucles coïncidentes est la configuration à boucle centrale. Dans ce cas, le transmetteur est le même, mais la boucle réceptrice est remplacée par une bobine située au centre de la boucle. Tout ce dispositif est alors déplacé le long d'un profil. La réponse d'un récepteur de type bobine diffère de celle d'un récepteur de type boucle. En effet, la réponse de ce dernier représente l'intégration des effets de tout le volume de sol compris sous la boucle alors que la réponse d'une bobine ne représente qu'une mesure ponctuelle. Cette réponse présente généralement une moins grande amplitude car la surface de réception est souvent inférieure à celle des boucles et un amplificateur doit être intégré au système. Cependant, les mesures sont moins affectées par les effets présents à proximité des côtés de la boucle de réception tel l'effet superparamagnétique (section 2.2.2). Par contre, en présence d'une hétérogénéité locale située sous la bobine de réception, la valeur mesurée sera beaucoup plus affectée. Dans le cas de l'intégration du champ secondaire sur toute la surface d'une boucle, l'effet d'une hétérogénéité sera minimisé. Les configurations à boucle simple, centrale et coïncidente permettent

d'obtenir un excellent rapport signal sur bruit, tout en maintenant une sensibilité réduite aux gradients latéraux de résistivité (Eaton and Hohmann, 1987).

D) Boucles séparées

Cette configuration, également nommée *Slingram* dans le domaine des fréquences, diffère des autres par la séparation d'une distance fixe des boucles d'émission et de réception. Une variante de cette configuration consiste au remplacement de la boucle de réception par une bobine. Le système est mobile et il peut y avoir plusieurs séparations entre le transmetteur et le récepteur pour une même position de mesure. L'avantage de cette configuration est que lors du passage du système au-dessus d'un corps conducteur vertical, un couplage maximum se produira lorsque le transmetteur et le récepteur seront de part et d'autre du corps (Peters et Buck, 2000). La séparation du transmetteur et du récepteur fait en sorte que ce dernier se retrouve plus près des courants de densité maximale dans le sol et mesure un signal plus fort (Stolz, 2000). Cette théorie ne fait toutefois pas l'unanimité au sein de la communauté scientifique.

E) Boucle fixe

Cette configuration est constituée d'un transmetteur immobile à grande dimension comparable, en domaine des fréquences au système *Turam*. La taille importante du transmetteur permet de créer un champ magnétique primaire quasi-uniforme à l'intérieur. Le champ primaire sera uniforme sauf à proximité des bordures de la boucle. Elle a généralement des dimensions de l'ordre du kilomètre alors que pour les boucles des autres configurations, elles sont plutôt de l'ordre de 25 à 200 m. On mesure la décroissance du champ secondaire avec une bobine à l'extérieur ou à l'intérieur de la boucle selon des profils alignés perpendiculairement au transmetteur. L'avantage de cette méthode est l'importance du moment magnétique dipolaire qui peut être généré ainsi que la possibilité de coupler de façon maximale un corps conducteur. Par contre, le

désavantage est que dans le cas de géométrie inconnue, il est également possible de se retrouver en situation de couplage minimum. D'ailleurs, en Australie, cette configuration est utilisée uniquement pour faire suite à des levés TDEM à boucles simples, coïncidentes ou séparées, lorsque la géométrie du corps est déterminée (Peters et Buck, 2000). Si les mesures sont effectuées à l'intérieur de la boucle de transmission, la configuration se nomme *In loop*.

2.2.2 La configuration à boucle simple

A) Généralités

À la base, l'intérêt de cette configuration comprend la facilité d'utilisation et de disposition sur le sol ainsi que la rapidité des déplacements et de prises de mesures avec une équipe réduite de trois voire même deux géophysiciens. Il reste à démontrer si la configuration peut devenir une méthode d'exploration où l'interprétation des profils est fiable, permettant de caractériser des corps conducteurs ayant des géométries variables et quelconques. Cette configuration a été largement utilisée en Russie, mais également en Australie où d'épaisses couches de latérites conductrices masquent généralement les dépôts minéralisés plus en profondeur. Le dépôt d'Élura, connu mondialement, illustre bien la situation (Buselli, 1980).

Il existe quelques expressions analytiques développées pour la configuration à boucle simple. Parmi celles-ci, notons la réponse d'un demi-espace homogène. Ward et Hohmann (1991) donnent la relation suivante pour le stade *late-time* :

$$\frac{V}{I} = -\frac{\sigma^{3/2} \mu_0^{3/2} a^2}{20\pi^{1/2} t^{5/2}} \quad (2.8)$$

Dans cette expression, a représente la longueur du côté de la boucle et σ la conductivité du milieu. L'expression de la résistivité apparente ρ_a (éq. 2.7) a été développée à partir de cette équation.

D'autre part, Kamenetskii (1976) dans le manuel de Buselli *et al.* (1985) a développé une expression (éq. 2.9) pour une sphère enfouie dans un demi-espace homogène. Dans ce cas, les conditions à respecter sont que la profondeur du centre de la sphère d et la largeur de la boucle $2L$ doivent être plus grandes que le rayon a de la sphère. De cette façon, le champ primaire dans la sphère est assumé uniforme.

$$\frac{V}{I} = \frac{8\mu_0 L \left(\frac{a}{d}\right)^3}{\pi} \cdot A\left(\frac{L}{d}\right) \cdot F\left(\frac{x_0}{L/d}\right) \cdot \dot{L}(\alpha t) \quad (2.9)$$

avec

$$A\left(\frac{L}{d}\right) = \left[\frac{(L/d)^3}{(1 + (L/d)^2)^2 (1 + 2(L/d)^2)} \right] \quad (2.10)$$

$$\dot{L}(\alpha t) = 6\alpha \sum_{k=1}^{\infty} \exp(-(\pi k)^2 \alpha t) \quad (2.11)$$

et

$$\alpha = \frac{1}{(\mu_0 \sigma_{\text{sphère}} a^2)} \quad (2.12)$$

Lorsque le produit αt est supérieur à 1, la sommation peut se limiter à $k = 1$ et la décroissance de $\partial B / \partial t$ sera bien estimée. Pour un levé perpendiculaire et passant au-dessus du centre de la sphère, la relation s'exprime comme suit :

$$F\left(\frac{x_0}{(L/d)}\right) = 1 \quad (2.13)$$

De son côté, Weidelt (1983) a développé la relation analytique pour une plaque mince de dimensions infinies. Les expressions et développements finaux de son étude sont complexes et ils ne seront pas présentés ici.

B) Polarité de la décroissance du champ magnétique secondaire

La mesure du champ secondaire à l'aide de la configuration à boucle simple se caractérise par une décroissance positive en tout temps pour un demi-espace homogène où la conductivité demeure indépendante de la fréquence. L'absence de changement de polarité de la force électromotrice est due uniquement à la géométrie de la configuration. Elle ne dépend pas des propriétés du sol. Selon la théorie des ronds de fumée ou *smoke-rings* expliquée par Nabighian (1979), les courants se propagent en profondeur et latéralement. Un changement de polarité ou *cross-over* est attendu lorsque la densité maximum de courant s'étend au-delà du récepteur. C'est le cas pour des configurations *Slingram* et à large transmetteur fixe. Plus le récepteur est éloigné du transmetteur et plus le changement de polarité s'observera tardivement dans le temps, pour un même milieu. Dans le cas de la configuration à boucle simple, le récepteur se trouve à la même position que le transmetteur. Les courants circulant déjà à l'extérieur de la boucle au moment de la mesure, la polarité du champ secondaire demeure donc nécessairement toujours la même. Il en est d'ailleurs de même pour les configurations à boucles coïncidentes et à boucle centrale. En l'absence de matériel polarisable et de courants de déplacement dans le sol, beaucoup de chercheurs ont démontré ce phénomène. Weidelt (1982), l'a expliqué de façon analytique alors que Guptasarma (1984) l'a illustré grâce à l'utilisation d'un circuit constitué de résistances et d'inductances couplées entre elles et avec la boucle d'émission.

C) Rapport signal sur bruit

Lors de mesures géophysiques, les effets électromagnétiques mesurés autres que ceux désirés constituent le bruit. Le bruit géophysique origine des champs électromagnétiques ambiants, de la géologie et des instruments. La profondeur à laquelle on peut investiguer dépend entre autres du niveau de bruit du site à l'étude. Dans un environnement sans bruit et pour des mesures effectuées à l'aide d'un récepteur idéal possédant une sensibilité illimitée, la profondeur d'investigation serait sans limite (Eaton et Hohmann, 1987). Les sources du bruit électromagnétique comprennent les fréquences radio, les 60 Hz et ses harmoniques en Amériques du Nord, la présence à proximité d'orages électriques, les objets métalliques indésirables ainsi que le vent qui fait vibrer les bobines réceptrices. L'avantage d'utiliser une boucle comme récepteur plutôt qu'une bobine réside entre autres en sa stabilité et son insensibilité face aux vibrations mécaniques. La majorité des appareils de mesures TDEM possède des filtres pour rejeter les fréquences radio. De façon générale, ce type de bruit peut être minimisé en maintenant un grand moment magnétique dipolaire. Le rapport signal sur bruit est ainsi plus important (McCracken, *et al.*, 1986b). Au niveau du bruit géologique, il ne peut être diminué par l'augmentation du signal. Les sources de ce type de bruit proviennent des caractéristiques de l'encaissant, du mort-terrain, de la cible géophysique et d'inhomogénéités dans le sol, tel des failles ou encore la présence de graphite. McCracken *et al.* (1986) expliquent que l'avantage des méthodes transitoires consiste à permettre dans certains cas d'isoler l'effet de bruit géologique par le choix des fenêtres de temps interprétées. Par exemple, l'effet d'un mort-terrain conducteur apparaîtra au début de la décroissance et les canaux associés pourront être éliminés de l'interprétation. Finalement, le bruit instrumental provient de l'équipement lui-même.

Le rapport signal sur bruit représente le rapport entre la réponse provenant de la cible géophysique et celle provenant du bruit ambiant. Plus ce rapport est grand et plus il est théoriquement possible de sonder en profondeur. Ce ratio devrait être de 5:1 avec le

bruit géologique et de 10:1 pour le bruit électromagnétique (McCracken, *et al.*, 1986b). Eaton et Hohmann (1987) ont démontré que la configuration à boucle coïncidente possède un meilleur rapport signal sur bruit en comparaison avec les configurations à boucles fixes et à boucles séparées. Même dans le cas de cibles profondes, le signal mesuré avec une boucle simple reste meilleur. Il existe toutefois une limite à l'avantage de cette configuration. Le niveau de bruit augmente plus rapidement avec l'augmentation des dimensions de la boucle que le signal de la cible. Le document de Buselli *et al.* (1985) présente en détail toutes les informations au niveau des expressions quantifiant les différents types de bruits inclus dans la réponse de la configuration à l'étude.

D) Effets de la polarisation provoquée

La présence de matériel polarisable dans le sol peut perturber la courbe de décroissance d'un système TDEM et donner une réponse inattendue. La présence d'argile, de latérite et de mort-terrain conducteur peut être à la source des courants de polarisation. Ces courants ont une origine capacitive et requièrent la présence d'ions dans une solution électrolytique.

Les mécanismes de la polarisation provoquée lors de mesures électromagnétiques sont les suivants. Au moment de la coupure du courant dans le transmetteur, des courants sont induits dans le sol sous la boucle. Les ions présents dans les pores de la roche en place entrent en interaction avec les courants de Foucault et se déplacent dans le même sens que ces derniers. Lorsque les ions sont accumulés aux frontières d'un corps conducteur, ce dernier est alors chargé tel un condensateur. Lorsque les courants de Foucault se sont suffisamment atténués, les ions se remettent en mouvement et retournent à leur état initial. Il s'agit du courant de polarisation et il se propage en sens inverse aux courants de Foucault. Il possède une décroissance plus lente que les courants de Foucault. Lorsque le sol est suffisamment polarisable, l'intensité des

courants de polarisation peut alors devenir plus grande que celle des courants induits électromagnétiquement provoquant une décroissance accrue de la réponse au récepteur voire même un changement de polarité si le niveau de bruit le permet (Flis *et al.*, 1989). La figure 2.5 illustre ce phénomène. Le changement de polarité s'observera plus tôt pour un encaissant plus résistant. Contrairement au bruit atmosphérique, les effets de polarisation provoquée sont un bruit géologique et ne peuvent être minimisés en augmentant l'échantillonnage ou le moment magnétique.

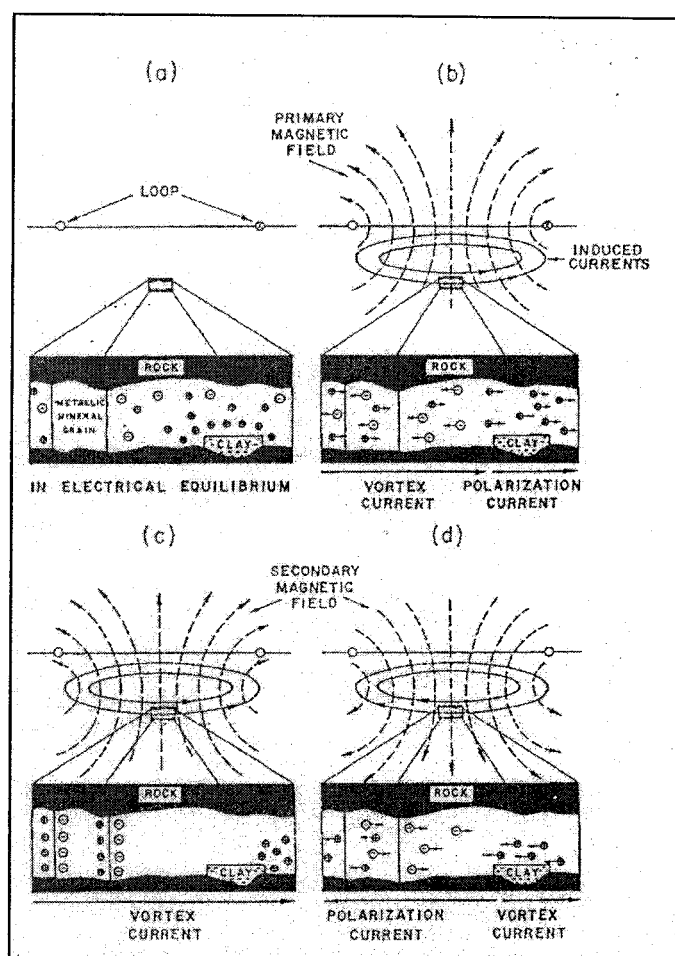


Figure 2. 5. Mouvements ioniques dans un sol polarisable : (a) équilibre ionique avant la coupure du courant ; (b) durant la coupure, les cations circulent dans le même sens que les courants de Foucault; (c) après un certain temps, les grains métalliques dans le sol sont chargés ; (d) plus tard, les courants de Foucault ne peuvent plus supporter cet état et les ions retournent à leur état initial

(Flis *et al.*, 1989, fig.3).

La configuration à boucle simple couple beaucoup mieux un corps horizontal que vertical lorsqu'il est situé directement sous la boucle. En effet, le champ magnétique primaire traversera davantage le conducteur horizontal et une plus grande quantité de flux l'affectera. À ce niveau, l'effet de polarisation provoquée sera plus fort pour cette configuration. Puisque la source des charges libres est très souvent horizontale (couche d'argile, mort-terrain, etc.), ce phénomène survient plus souvent pour la configuration à boucle simple ou à boucles coïncidentes (Stolz, 2000). De plus, la densité maximale des courants d'induction se diffuse en s'éloignant du transmetteur avec le temps alors que celle des courants de polarisation, en plus de décroître plus lentement, ne se diffuse pas et reste située à proximité du transmetteur. Ainsi, puisque le récepteur est situé au même endroit que le transmetteur, l'effet se fait davantage ressentir pour cette configuration. Toutefois, l'interaction entre les deux types de courants demeure négligeable et leur décroissance peut être analysée indépendamment (Smith et West, 1988).

Lors de l'interprétation d'un profil, l'augmentation du taux de décroissance causée par l'effet de polarisation provoquée peut être confondue avec une absence de couplage au-dessus d'un corps subvertical (Stolz, 2000). Par contre, le changement de polarité apparaît évident et peut être attribuable à l'effet de polarisation. Elliott (1987) ajoute aussi comme explication à un changement de polarité la présence d'un contact à fort pendage entre deux couches conductrices ou de chenaux conducteurs d'alluvions dans un encaissant résistant. Elliott (1991) propose une solution empirique pour enlever l'effet des courants de polarisation sur la réponse TDEM en présence d'un corps.

Lors de modélisation numérique, le paramètre de relaxation Cole-Cole (Flis *et al.*, 1989) permet de reproduire les effets observés lorsque la conductivité dépend de la fréquence. Ainsi, au lieu d'utiliser la résistivité DC dans le calcul de la constante de temps, l'impédance, définie comme suit, est considérée.

$$Z(\omega) = R \left[1 - m \left(1 - \frac{1}{1 + (i\omega\tau)^c} \right) \right] \quad (2.14)$$

Dans cette équation, R représente la résistivité DC, m caractérise la chargeabilité des grains et est fonction de la minéralogie. Elle varie entre 0,1 et 1 ms. τ réfère à la constante de temps de la polarisation et est fonction de la dimension des grains. Elle varie entre 10^{-4} et 10^4 ms. Finalement le paramètre c est l'exposant décrivant la variation de la phase avec la fréquence. Elle caractérise la distribution des grains et se situe entre 0,2 et 0,6 (Sheriff, 1999).

E) Effet de la viscosité magnétique

De façon générale, la perméabilité magnétique μ des roches est supposée égale à celle du vide μ_0 . En effet on observe peu de variations de cette dernière dans la nature. Toutefois, pour des roches constituées de minéraux ferromagnétiques tels la magnétite ($Fe^{2+}Fe^{3+}_2O_4$) et la pyrrhotite, la réponse électromagnétique sera affectée. En Australie, par exemple, les épaisses couches de latérite qui recouvrent plusieurs gisements sont constitués de fins grains de magnétite, d'hématite (Fe_2O_3) et de maghémite (Fe_2O_3) (Buselli, *et al.*, 1985).

Les minéraux ferromagnétiques sont constitués de domaines à l'intérieur desquels l'orientation des dipôles magnétiques est la même. La somme vectorielle de ces domaines est nulle en l'absence de champ magnétique extérieur. Par contre, la présence d'un champ magnétique externe \vec{H} stimulera les domaines parallèles au champ et provoquera une aimantation induite. Cette aimantation créera un flux magnétique \vec{I} . Le flux total est défini comme suit :

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{I}) \quad (2.15)$$

À la coupure de la source extérieure, les domaines reprendront graduellement leur état initial et le flux associé à l'aimantation diminuera dans le temps. Lorsque les grains de matériel ferromagnétique sont très fins (1 à 10 Å) le phénomène s'intensifie et est nommé superparamagnétisme. La relation de proportionnalité entre l'intensité du champ magnétique appliquée et l'aimantation induite est la suivante :

$$\vec{I} = \kappa \vec{H} \quad (2.16)$$

Elle dépend de la susceptibilité magnétique k . La perméabilité relative μ_r est également une propriété caractéristique des matériaux et elle correspond à :

$$\mu_r = (1 + \chi) \quad (2.17)$$

À titre d'exemple, la magnétite possède une perméabilité relative de 5, la pyrrhotite de 2,55 alors que celle du granite et du gabbro est de 1,005 (Telford *et al.*, 1984).

La dépendance fréquentielle de la susceptibilité magnétique se définit comme étant la viscosité magnétique (Descloître, 1998). La perméabilité magnétique est caractérisée par un nombre complexe et la distribution fréquentielle Cole-Cole permet de la définir en fonction de ses composantes réelles et imaginaires (Olhoeft et Strangway, 1974).

$$\mu(\omega) = \mu_{\infty} + \frac{\mu_s - \mu_{\infty}}{1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad (2.18)$$

Dans la relation précédente, μ_s est la perméabilité magnétique à la fréquence nulle, μ_{∞} est la perméabilité à la fréquence infinie, τ est le temps de relaxation magnétique et α est un facteur d'amortissement.

Lors de sondages TDEM, l'excitation sous forme d'une onde carrée dipolaire des minéraux ferromagnétiques crée une décroissance du flux magnétique total incluant l'effet des courants de Foucault, mais également l'aimantation induite des minéraux ferromagnétiques. Les portions de flux provenant de chacune des sources seront non différenciées au récepteur. Le signal à interpréter sera alors biaisé. La configuration à boucle simple est reconnue comme étant très susceptible à l'aimantation (Buselli, 1982). Pour des configurations où le transmetteur se retrouve éloigné du récepteur, l'effet magnétique est peu visible car la magnétisation du sol est importante directement de part et d'autre du fil. Buselli (1982) a effectué des expériences permettant de conclure que près de 100 % de l'effet de la magnétisation est ressenti à l'intérieur d'une distance de 3 m de part et d'autre de chaque segment de fil constituant la boucle d'émission. De plus, Spies et Frischknecht (1991) ont démontré que l'effet de la viscosité magnétique est plus important lorsque le dispositif possède de petites boucles. En effet, la réponse due à l'induction est proportionnelle à L^4 alors que celle due à la viscosité magnétique est proportionnelle au périmètre $4L$, où L représente la grandeur du côté de la boucle. Buselli (1982) a également étudié l'influence de la hauteur du récepteur d'une boucle coïncidente sur l'effet magnétique mesuré. Il conclut que lorsque le récepteur est situé à plus d'un mètre du sol, l'effet diminue de plus de 84 %. Au Québec, pour des mesures réalisées en hiver avec un dispositif à boucle simple, une couche de neige de cette épaisseur permettrait de contrer l'effet magnétique non désiré.

Récemment, Pavlov et Zhadanov (2001) ont réalisé des modèles numériques pour étudier l'effet de la présence d'un corps ayant une perméabilité magnétique plus importante que celle du vide sur des mesures dans le domaine du temps. Ils ont démontré que l'amplitude de la réponse au récepteur augmente alors de façon significative, en comparaison avec une réponse purement inductive ou purement magnétique. De plus, l'effet des courants de Foucault se fait sentir aux temps tôt de la lecture et devient négligeable plus tard alors que l'effet dû à la viscosité magnétique agit plus loin dans le temps sur le signal de mesure. La figure 2.6 illustre les différentes

réponses qui entrent en jeu dans le signal perçu au récepteur. Il est possible de voir la différence entre la pente du signal lié à l'induction EM (conduction) et celle du signal magnétique. La dérivée du champ magnétique décroît effectivement plus rapidement que le champ lui-même.

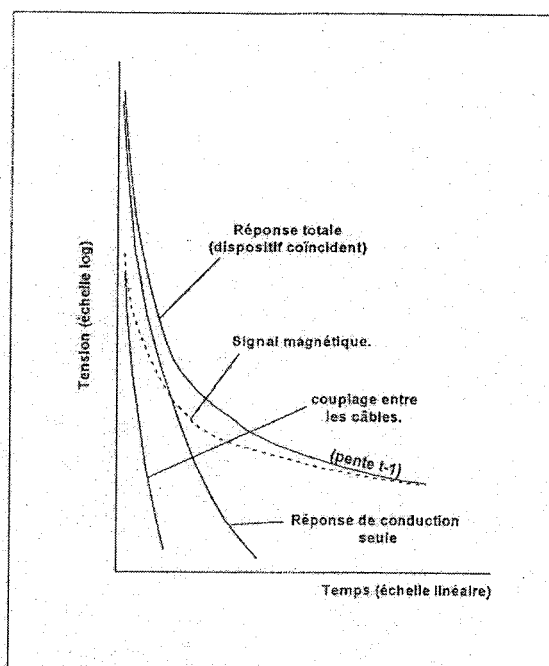


Figure 2. 6. Décomposition du signal capté au récepteur (Descloître, 1998, fig.25).

Pour un corps conducteur dans un encaissant conducteur, l'intensité des courants de Foucault sera négligeable et les courants galvaniques auront une réponse dominante sur l'effet magnétique puisqu'ils ne décroissent pas aussi rapidement que les courants de Foucault. Par contre, la viscosité magnétique pourra être visible sur le signal mesuré dans un encaissant résistif. Les résultats de Buselli (1982) associent à la relaxation magnétique une pente de t^{-1} . Descloître (1998) a étudié de façon plus précise la pente de décroissance. Il semble que lorsque la durée d'injection du champ primaire est courte, la décroissance du signal magnétique soit plutôt équivalente à t^{-2} . Ainsi, pour une durée d'injection de 0,25 s ou une fréquence de base de 1 Hz, la pente est de $t^{-1,08}$ alors qu'elle est de $t^{-1,96}$ pour une injection de 0,625 ms ou pour une fréquence de base de 400 Hz.

Chapitre 3

Modélisations analogique et numérique

La modélisation à échelle réduite est une méthode qui permet d'obtenir la réponse d'un modèle géologique ramenée par des lois de similitude à des dimensions de laboratoire. Avant la venue de logiciels de modélisation, les systèmes à échelle réduite étaient très utilisés. Ils le sont encore aujourd'hui. En effet, les logiciels de modélisation sont souvent limités au calcul de modèles relativement simples. De façon générale, la forme des conducteurs à modéliser se borne à des géométries simples tels des plaques minces, des sphères ou des blocs. Notamment, le contraste de conductivité entre l'encaissant et la cible ne peut généralement pas être supérieur à 1 : 1000. Aussi, très peu d'algorithmes permettent la modélisation de plaques épaisses à pendages variables. Un avantage à la modélisation en laboratoire est la possibilité d'inclure du bruit ambiant dans le modèle géologique. Finalement, les licences d'utilisation des logiciels sont très dispendieuses. Ainsi, il est encore justifiable de réaliser des modèles réduits pour étudier le comportement du signal mesuré au-dessus d'un corps conducteur.

Aujourd'hui, l'industrie dispose de plusieurs logiciels de modélisation électromagnétiques dans le domaine du temps. L'avantage d'effectuer des modélisations numériques réside dans la possibilité de faire varier les propriétés géométriques et électriques d'un conducteur avec beaucoup de précision et de détails. Également, le signal calculé ne sera pas contaminé par du bruit.

La réalisation conjointe de modélisation numérique et à échelle réduite permettra d'enrichir la méthode. D'abord, un grand nombre de modèles géologiques sera effectué numériquement afin de recueillir suffisamment de données pour réaliser la régression linéaire. Les données provenant des modèles réduits, quant à elles, serviront à valider

les relations tirées de la régression en présence de bruit ambiant. Des lois de similitude dérivées à partir des équations de Maxwell permettront de comparer les réponses de modèles à différentes échelles.

3.1 Modèle géophysique simplifié

3.1.1 Modèle génétique de la propriété Chutes-des-Passes

Une brève description du modèle génétique propre à la minéralisation de nickel et de cuivre sur Chutes-des-Passes est présentée ici. Elle permettra d'orienter la création d'un modèle géophysique simplifié pouvant représenter les propriétés géométriques et électriques du type d'environnement qui est d'intérêt pour ce projet de recherche.

Les dépôts de nickel et de cuivre magmatiques associés à des intrusions mafiques et ultramafiques tel la Suite anorthositique du Lac Saint-Jean résultent de la séparation et de la concentration de gouttelettes de liquides sulfurés à partir d'un magma primitif mafique ou ultramafique. Plus précisément, il y a une extraction des éléments chalcophiles (Ni, Cu, Co) du magma silicaté et une concentration de ces derniers dans des gouttelettes immiscibles à l'intérieur du magma primitif. Ce magma n'est pas assez riche en soufre et en éléments chalcophiles pour produire des gisements. Il doit être enrichi par contamination de roches encaissantes riches en soufre (sous forme de sulfates et de sulfures) et en alcalis (Naldrett, 1989). Pour augmenter sa concentration en métaux, plusieurs nouvelles pulsions de magma frais doivent interagir avec le magma primitif. Finalement, les sulfures cristallisés doivent être concentrés localement afin de devenir des dépôts économiquement intéressants. Ces dépôts sont de petites tailles et ont généralement la forme de stockwerk et de lentilles ou encore de cylindres coniques lorsqu'il s'agit de conduits nourriciers (Eckstrand, 1996). La minéralisation

généralement retrouvée dans les dépôts de nickel et de cuivre se présente sous forme de pyrrhotite en très grande concentration, de pentlandite $((Fe,Ni)_9S_8)$ ainsi que de chalcopryrite $(CuFeS_2)$. En fait dans le monde, quoique les environnements géologiques des quatre plus grands camps miniers de nickel soient différents (i.e. Thompson au Manitoba, Norilsk en Russie, Raglan au Québec et Sudbury en Ontario), la présence de la pyrrhotite domine dans chacun des cas (Watts, 1997).

3.1.2 Modèle géophysique

À la lumière des informations géologiques précédentes, il est possible de caractériser la propriété en terme géophysique. Le modèle géophysique utilisé permettra d'orienter la modélisation numérique ainsi que la réalisation de modèles géologiques à échelle réduite.

D'une part, les roches encaissantes sur Chutes-des-Passes sont essentiellement de type magmatiques felsiques dont la résistivité moyenne est très élevée. Elle a été estimée à plus de 10 000 $\Omega\cdot m$ par les géophysiciens de SOQUEM. D'autre part, les dépôts minéralisés sont extrêmement conducteurs. Leur origine magmatique fait en sorte que les métaux de base sont très concentrés et beaucoup plus purs que ceux présents dans les gisements de type volcanogène où le magma minéralisé peut être pollué par des systèmes d'altérations hydrothermales. Les métaux de base contiennent alors des impuretés qui font diminuer leur conductivité. Les dépôts de nickel et de cuivre comme ceux de Chutes-des-Passes possèdent une conductivité de l'ordre de 10 à 100 S/m (Palacky, 1991). À Sudbury, le minerai possède une conductivité de l'ordre de 10^4 - 10^6 S/m (Watts, 1997). Du point de vue géophysique, les propriétés d'un gisement de nickel sont en fait celles de la pyrrhotite puisque c'est ce minéral conducteur qui domine en terme de concentration.

L'essentiel du modèle géophysique consiste à considérer le fort contraste de conductivité entre le dépôt et l'encaissant. Les zones minéralisées sur la propriété sont associées à une géométrie ayant la forme de plaques tels des dykes et des stockwerks. Le haut degré de déformation fait toutefois en sorte que le pendage et l'épaisseur des corps conducteurs varient significativement. Les extensions latérales et en profondeur des conducteurs se prolongent sur plusieurs centaines de mètres ce qui permet de modéliser la propriété avec des plaques minces de $2\frac{1}{2}D$. Une dimension est qualifiée d'infinie lorsque toute augmentation au-delà d'une certaine valeur n'affectera pas la réponse observée. Aucun mort-terrain conducteur ne sera considéré dans le modèle géophysique. Finalement, le profil est supposé comme étant centré et perpendiculaire par rapport à l'extension latérale de la plaque conductrice. La figure 3.1 illustre les propriétés du modèle géophysique.

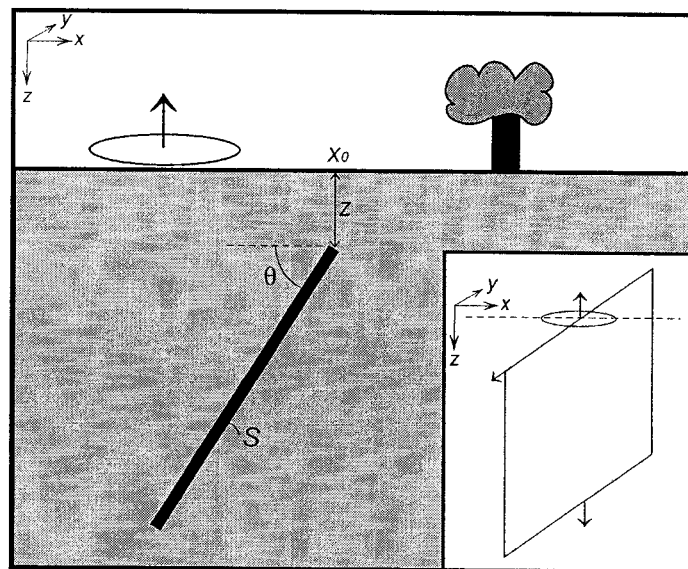


Figure 3. 1. Modèle géophysique.

Quoique l'élaboration du modèle géophysique soit basée en grande partie sur les caractéristiques de la propriété Chutes-des-Passes, la méthode d'interprétation vise tous les environnements géologiques semblables.

3.2 Loi de similitude

Pour reproduire un système géophysique rencontré sur le terrain à une échelle moindre, il faut respecter la loi de similitude. Cette loi est la relation qui permet de conserver l'intensité et la distribution du champ magnétique. C'est Sinclair en 1948 qui a développé cette loi à partir des équations de Maxwell (Frischknecht, 1991) :

$$\sigma_m L_m^2 \mu_m f_m = \sigma_f L_f^2 \mu_f f_f \quad (3.1)$$

Dans le domaine du temps, elle prend la forme suivante :

$$\frac{\sigma_m L_m^2 \mu_m}{t_m} = \frac{\sigma_f L_f^2 \mu_f}{t_f} \quad (3.2)$$

Dans les équations 3.1 et 3.2, σ représente la conductivité du conducteur et μ est la perméabilité magnétique. Les indices m et f font respectivement référence aux propriétés du modèle réduit (*model*) et des données de terrain (*field*). En général, μ_m est plus ou moins égale à μ_f et ces termes peuvent être négligés dans la relation. L représente la dimension géométrique, tant au niveau de la grandeur de la boucle que de celle du conducteur. Pour le domaine des fréquences, f est la fréquence utilisée alors que la variable t est le temps où le champ est considéré en domaine du temps.

Dans le domaine des fréquences, c'est le champ magnétique secondaire qui est mesuré au récepteur. Le paramètre d'induction « $\sigma L^2 \mu f$ » utilisé dans l'équation 3.1 est sans unité. Les réponses de deux systèmes ayant le même paramètre d'induction peuvent donc être comparées directement. Par contre, pour des systèmes transitoires, comme dans ce projet, la quantité mesurée n'est pas le champ magnétique, mais sa dérivée temporelle ou encore le voltage induit dans le récepteur. La comparaison des voltages de deux systèmes différents n'est pas aussi directe. Il faut inclure un facteur d'échelle

supplémentaire. Spies (1976) présente le développement dans le cas où c'est l'impédance qui est mesurée au récepteur, comme pour la plupart des appareils transitoires :

$$\frac{Z_m t_m}{L_m N_m^2} = \frac{Z_f t_f}{L_f N_f^2} \quad (3.3)$$

L'impédance Z établit le rapport entre voltage mesuré et le courant à la sortie de la boucle ($Z = V/I$) tandis que N représente le nombre de tours de fil que comprend la boucle du système à boucle simple.

Dans le cadre de cette maîtrise, le temps t d'échantillonnage est le même pour les modèles à échelle réduite et pour la modélisation numérique. La loi de similitude (éq. 3.2) est donc simplifiée :

$$\sigma_m L_m^2 = \sigma_f L_f^2 \quad (3.4)$$

Dans un tel cas, la loi de similitude stipule qu'une diminution de la taille du modèle est compensée par l'augmentation de la conductivité (Spies, 1976).

3.3 Modélisation à échelle réduite

3.3.1 Introduction

Depuis les années 50, plusieurs chercheurs ont porté leurs intérêts sur l'utilisation de modèles à échelle réduite pour comprendre l'évolution de la réponse électromagnétique

de différentes configurations, dont celle à boucle simple, au-dessus de conducteurs de géométries variables.

Parmi ceux qui ont étudié la configuration à boucle simple, Spies (1976) présente un exemple de l'application de la loi de similitude sur des cylindres de dimensions et conductivités variables. Les travaux de Velikin et Bulgakov en 1967 (Ogilvy, 1983) ont permis de calculer le pendage d'un dyke mince aux dimensions infinies suite au développement de la relation suivante :

$$\theta^\circ = 90 - 48,7 \cdot \log \left(\frac{V_1(t)}{V_2(t)} \right) \quad (3.5)$$

où $V_1(t)$ et $V_2(t)$ sont respectivement les amplitudes du gros pic et du petit pic pour un profil mesuré au-dessus d'un corps. Au début des années 80, Spies, en association avec une équipe russe (Velikin, Bulgakov et Fokin), a étudié les réponses d'une multitude de modèles à échelle réduite (Buselli *et al.*, 1985). Plusieurs situations géologiques ont été ainsi analysées, telle la modélisation de plaques minces et épaisses, finies et infinies mesurées selon des levés positionnés au-dessus ou à côté du prolongement latéral du conducteur. La résolution latérale de la configuration a également été examinée avec un système à trois plaques minces verticales de même profondeur. Frischknecht (1991) décrit en détail la théorie sur la loi de similitude, mais il aborde aussi l'aspect de la logistique autour de la construction d'un système à échelle réduite.

Plus spécifiquement, dans le cas de modélisation de plaques conductrices, Ogilvy (1983 et 1987) a étudié l'effet de la variation du pendage, de la conductance et de la forme d'un conducteur ainsi que l'effet de l'augmentation de l'épaisseur d'un conducteur vertical sur le profil mesuré. Il a également analysé la résolution latérale de la configuration et l'effet de la présence d'un mort terrain conducteur. Ogilvy a aussi

étudié l'effet de la non perpendicularité d'un levé par rapport au conducteur sondé. Il présente des nomogrammes permettant d'estimer les principales caractéristiques d'une plaque mince infinie. Parallèlement, une série de modélisation à l'aide d'un SIROTEM a été réalisée par Buselli et Thorburn (1986) afin d'évaluer la variation des profils au-dessus d'une plaque mince infinie dans l'air pour la configuration à boucles coïncidentes. Pour une conductance donnée, ils ont établi une procédure basée sur la reconnaissance de forme afin d'estimer le pendage et la profondeur de la plaque mince. Duckworth *et al.* (1991 et 1993) ont travaillé sur la configuration à boucles coïncidentes dans le domaine des fréquences. Ils ont d'abord proposé une transformation sur des profils mesurés avec une configuration *slingram* afin d'éliminer la dépendance entre la réponse électromagnétique et la séparation entre le transmetteur et le récepteur. Le nouveau profil devient alors similaire à celui obtenu avec la configuration à boucle simple en domaine transitoire. Ils démontrent à l'aide d'études sur des modèles à échelle réduite qu'il existe une relation linéaire entre la distance pic à pic et la profondeur d'une plaque mince infinie pour une conductance et un pendage donnés. Plus tard, ils comparent les profils obtenus avec des systèmes à boucles coïncidentes horizontales et verticales avec la configuration *slingram*.

3.3.2 Montage et spécifications techniques

A) Système de mesure

Un SIROTEM mk3 a été utilisé pour effectuer les mesures en laboratoire sur les modèles à échelle réduite. Le SIROTEM a été développé en Australie par le CSIRO (Commonwealth Scientific Industrial Research Organisation) en collaboration avec le MCI (Mineral Control Instrumentation) et l'AMIRA (Australian Mineral Industries Research Association). Son développement a été motivé par le besoin de créer un système TDEM léger et portable, pouvant supporter différentes configurations de boucles, permettant de mesurer avec une précision accrue la décroissance du champ pour

de très longues périodes de temps (jusqu'à 2 secondes) et offrant la possibilité de calculer la résistivité apparente à même l'acquisition des données (Buselli et O'Neill, 1977). Le premier prototype date de 1976. Il a ensuite été commercialisé et distribué par Geo Instruments Pty Ltd. La fréquence de base peut varier entre 30 et 0,12 Hz ce qui équivaut à des temps d'échantillonnage allant de 50 μ s à 2 secondes. Le document de Buselli *et al.* (1985) contient toute l'information pertinente sur l'appareil.

Le SIROTEM a une tension de sortie de 24 V et peut fournir un courant maximal de 10 A. La résistance de la boucle doit donc être supérieure à 2,4 Ω .m. Le mode d'échantillonnage *early times* a été utilisé (Annexe I). Il est caractérisé par un échantillonnage plus serré au début de la décroissance. La fréquence de base ou taux de répétition du système est alors de 3,75 Hz et la durée du temps d'échantillonnage est de 66,667 ms. Au récepteur, c'est la décroissance temporelle du champ secondaire magnétique vertical ($\partial B_z / \partial t$) qui est mesurée en terme de nanoVolts par ampère (nV/A).

B) Boucle simple

La boucle simple a été construite à l'aide de fil électrique de calibre 21 généralement utilisé lors de levé de polarisation provoquée. La résistance du fil est de 42,6 Ω /km. Le fil a été enroulé autour d'un bloc de polymère de forme carrée, de 12 cm de côté. Afin d'obtenir une résistance suffisante pour permettre au courant de circuler, 74 tours de fil ont été nécessaires. L'ajout d'une résistance externe n'est pas recommandé pour la configuration à boucle simple car la résistance agit non seulement sur la boucle de transmission, mais également sur la boucle de réception puisque qu'il s'agit de la même. Il peut s'ensuivre une atténuation de la mesure, une augmentation de l'inductance ainsi qu'une réponse thermoélectrique. La largeur moyenne de la boucle s'étend sur 12,5 cm et la hauteur de l'enroulement sur 4,5 cm. L'aire totale de la boucle simple couvre 1,156 m². La résistance du système, tant au niveau de l'émission que de la réception est de 3,0 Ω . Le courant moyen qui circule dans la boucle est de 6,0 A. Le temps de rampe ou *turn off time* est de 160 μ s ce qui permet largement d'échantillonner le début de la

décroissance du champ secondaire. Afin de s'assurer que l'information mesurée sur la première fenêtre se fait en l'absence de champ primaire, un délai de 200 μ s à partir du début de la rampe a été utilisé.

C) Conducteur

Pour reproduire le conducteur de type plaque, une plaque d'aluminium a été utilisée. Sa conductivité apparente est estimée à $3,3 \times 10^7$ S/m (Frischknecht, 1991). Elle a une extension latérale de 40 cm et une extension en profondeur de 45 cm. Cela représente respectivement des longueurs correspondant à 3,2 et 3,6 fois le côté de la boucle. Le levé est effectué perpendiculairement et passe au centre du conducteur. Concernant les dimensions de la plaque d'aluminium utilisée, Buselli et Thorburn (1986) suggèrent qu'une plaque est définie comme étant infinie lorsque son extension latérale et en profondeur sont respectivement supérieures ou égales à 6 et 5 fois la longueur du côté de la boucle. Au moment de la réalisation de la modélisation à échelle réduite, on ne disposait pas de plaque conductrice plus grande. La modélisation numérique a permis de constater que ces dimensions ne peuvent être considérées comme infinies. Les réponses obtenues pour une plaque ayant des dimensions égales à 6 fois le côté de la boucle sont légèrement différentes de celles calculées pour les dimensions de la plaque d'aluminium (figure 3.2). Cela suggère que le modèle géophysique à l'étude présente des caractéristiques plutôt tridimensionnelles.

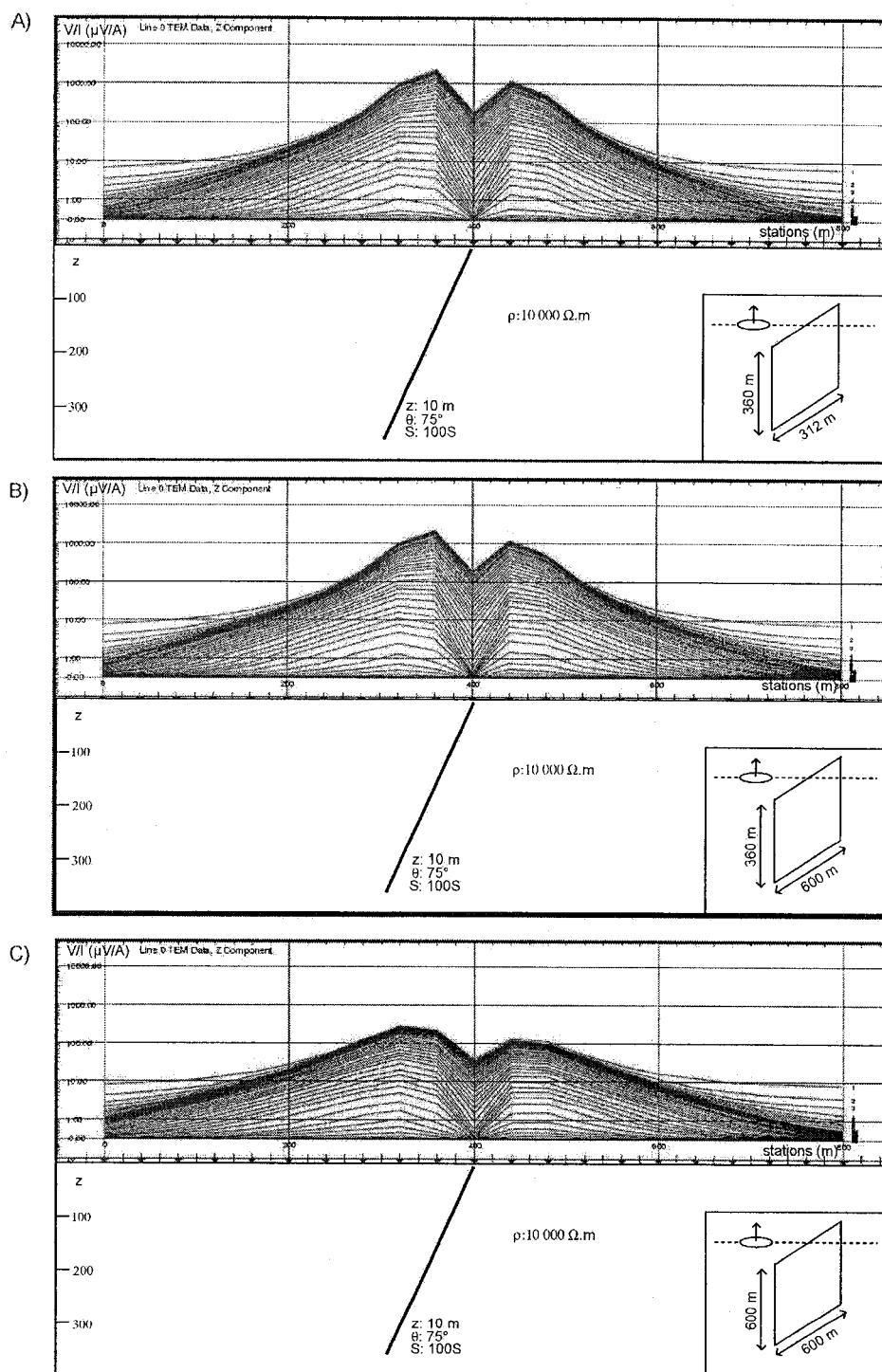


Figure 3. 2. Effet de l'augmentation des dimensions de la plaque sur la réponse : (a) dimensions utilisées pour le projet; (b) extension latérale infinie; (c) extensions latérale et en profondeur infinies.

Au niveau de la modélisation de plaques minces, une plaque de 3 mm d'épais a été utilisée. Cette valeur représente moins de 3 % de la longueur du côté de la boucle. Buselli (1980) affirme que du point de vue géophysique, une plaque est considérée mince lorsque son épaisseur ne dépasse pas 10 % de la longueur du côté de la boucle. Par contre, d'autres auteurs font intervenir la profondeur de diffusion δ dans la définition d'une plaque mince. La profondeur de diffusion caractérise la pénétration d'une onde électromagnétique dans un matériau conducteur de conductivité σ lorsque les courants de déplacement sont négligés. C'est la profondeur à laquelle l'amplitude d'une onde a été atténuée de $1/e$ ou 37 % (Sheriff, 1999) :

$$\delta = \sqrt{\frac{t}{\pi\sigma\mu}} \cong 503.3 \sqrt{\frac{t}{\sigma}} \quad (3.6)$$

Entre autre, Nabighian et Macnae (1991) et Ogilvy (1983) qualifient une plaque de mince lorsque son épaisseur représente moins de 10 % de la profondeur de diffusion. Selon Buselli, la plaque utilisée en laboratoire est mince. Par contre, on ne peut en dire autant selon les études de Nabighian, Macnae et Ogilvy. Le tableau 3.1 présente, pour différentes fenêtres, la valeur de δ et le rapport en pourcentage entre l'épaisseur de la plaque t (3 mm) et δ .

Tableau 3.1. Calcul de la profondeur de diffusion associée à différents canaux

# canaux	Temps (ms)	Profondeur de diffusion δ (mm)	t/δ (%)
10	1	2,8	107
27	10	8,8	34
32	20	12,4	24

La plaque de 3 mm sera tout de même considérée comme étant mince parce que la surface suivant son arrête supérieure est trop faible pour induire des courants et que son

épaisseur est une fraction de la dimension du cadre du transmetteur (2,4 %). Dans le cas d'une plaque mince, ses propriétés électriques sont caractérisées par sa conductance. La conductance égale le produit de sa conductivité et de son épaisseur. Il s'agit d'une propriété propre aux plaques minces valide lorsque la conductivité tend vers l'infini et l'épaisseur vers zéro. Alors, le produit des deux possède une valeur finie (Nabighian et Macnae, 1991). On étudiera l'effet de la variation de l'épaisseur d'une plaque sur la forme du profil à la section 4.7. Dans le cas de notre modélisation, la plaque d'aluminium utilisée en laboratoire est considérée comme mince, jusqu'à preuve du contraire. Sa conductance est 99 000 S, soit le produit de 0,003 m et de $3,3 \times 10^7$ S/m.

D) Montage

La modélisation à échelle réduite a été réalisée au laboratoire de géophysique appliquée du département des génies civil, géologique et des mines à l'École Polytechnique de Montréal. Les figures 3.3 et 3.4 suivantes illustrent la disposition du montage. Il est constitué d'une feuille de plexiglas de 1,24 m de long et de 2 cm d'épaisseur disposée sur deux échafauds en bois pressé d'un mètre de hauteur. La plaque conductrice est attachée à un dispositif à plan inclinable situé sous la feuille de plexiglas permettant ainsi de faire varier le pendage et la profondeur du corps. La boucle se situe sur la feuille de plexiglas et est reliée au SIROTEM. Ce dernier repose sur une table à plus d'un mètre du montage pour ne pas interférer avec les mesures. Puisque l'étude porte sur les conducteurs en milieu très résistant, les mesures ont été prises dans l'air. L'encaissant possède donc une résistivité infinie et le contraste avec le conducteur est immense. Cela simplifie le montage.



Figure 3. 3. Dispositif en laboratoire pour la modélisation à échelle réduite.



Figure 3. 4. Le SIROTEM .

Au niveau de l'échantillonnage, les stations de mesures sont espacées de 5 cm lorsqu'elles sont situées loin du conducteur et de 2,5 cm au-dessus de celui-ci pour une meilleure définition du profil. Cela représente respectivement des chevauchements de boucles de 40 % et de 20 % à chaque mesure. La durée des mesures pour une ligne totalisant 31 stations s'étendait sur 25 minutes.

La position du montage dans le laboratoire a été choisie avec comme objectif de minimiser le bruit électromagnétique provenant d'objets conducteurs situés à proximité. Pour quantifier le bruit ambiant, le SIROTEM possède une option nommée *noise run* permettant de mesurer le bruit en l'absence de transmission. Le récepteur mesure alors le champ électromagnétique ambiant du laboratoire (figure 3.5).

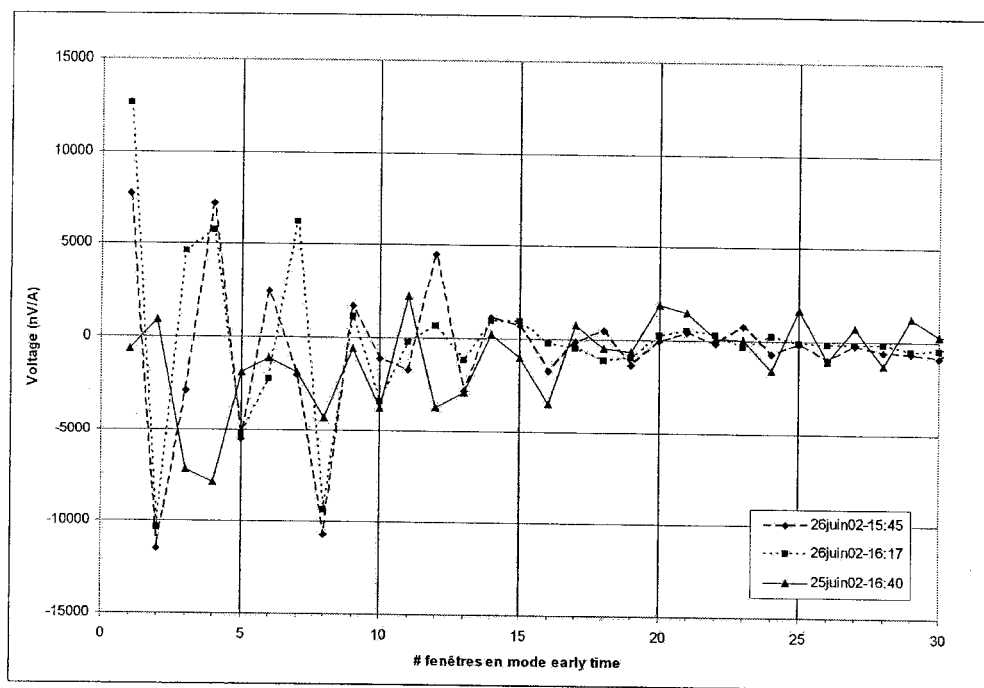


Figure 3. 5. Mesure du bruit ambiant sans injection de courant : *noise run*.

Le niveau de bruit ambiant, non lié à l'injection est de $\pm 0,005$ mV pour les 12 premiers canaux. Faisant suite à la quantification du niveau de bruit, un gain de 10,0 a été choisi

pour effectuer les mesures. Le gain correspond à une amplification du signal invariable dans le temps qui permet de faire ressortir du bruit la réponse du conducteur (Sheriff, 1999). De plus, un profil de mesures a été effectué sur le montage sans plaque conductrice (figure 3.6). L'analyse de ce profil suggère que le bruit électromagnétique du laboratoire associé à l'injection de courant dans la bobine mesure environ 0,1 mV. Il est vingt fois plus élevé que le bruit ambiant. Ce bruit peut être causé par l'induction mutuelle dans la bobine. L'induction de courant à l'intérieur d'objets métalliques à proximité semble peu probable à cause de la faiblesse du moment magnétique dipolaire du système, soit environ $7 \text{ A}\cdot\text{m}^2$. Aussi, la figure 3.6 montre l'absence de tendance régionale au niveau du bruit lié à l'injection. Pour une plaque mince verticale enfouie à plus de 100 % du côté de la boucle, le signal mesuré au 5^e canal de temps présente une amplitude de 0,12 mV, ce qui correspond, en comparant avec le niveau de bruit ambiant (0,005 mV) à un rapport signal sur bruit supérieur à 10 : 1. Selon McCracken *et al.* (1986b) un rapport supérieur ou égal à 10 : 1 est satisfaisant.

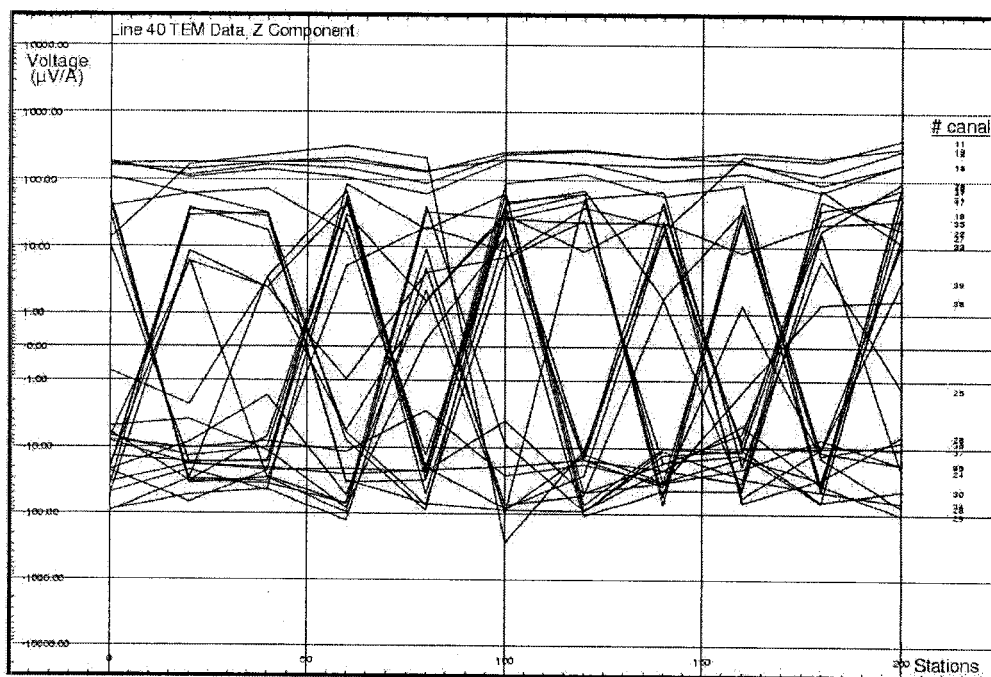


Figure 3. 6. Profil en l'absence de conducteur réalisé en injectant du courant au transmetteur.

E) Calibrations

Afin de s'assurer du bon fonctionnement de l'appareil, des tests de calibration ont été réalisés, puis comparés aux valeurs de référence du système. Ces tests consistent à analyser la réponse électromagnétique de l'appareil selon différents types d'excitation : *Calibration Low Short*, *Calibration Low Long*, *Calibration High Short* et *Calibration High Long* (Geo Instruments, 1996). L'appareil répond correctement aux tests.

3.3.3 Résultats de la modélisation à échelle réduite

Pour cette étude, nous avons retenu les caractéristiques suivantes : le pendage θ , la profondeur z , la position sur le profil x_0 et la conductance S de la plaque conductrice. Le sommaire des modélisations à échelle réduite est décrit dans les tableaux suivants. Les modélisations de type plaque mince ont été effectuées à l'aide de la plaque de 3 mm.

Tableau 3.2. Modèles effectués avec une plaque mince

Pendage θ (°)	Profondeur z (cm)	Profondeur relative $z'=z/a$ (%)	Position de la plaque x_0 (m)
90	3,2	25,6	100
90	13,5	108	100
90	23,6	188,8	100
75	3,2	25,6	118
75	13,2	105,6	112
75	22,8	182,4	105
60	3,2	25,6	113
60	13	104	103
60	22,6	180,8	95
45	3,2	25,6	125
45	13,3	106,4	103
45	22,9	183,2	123
30	3,2	25,6	143
30	13	104	140
30	22,6	180,8	140

La modélisation pour des plaques de différentes épaisseurs (tableau 3.3) a été faite avec des plaques d'aluminium ayant les mêmes dimensions latérales et en profondeur que la plaque de 3 mm. Il est important de noter que la plaque de 52 mm d'épaisseur est constituée de 2 plaques de 26 mm vissées l'une à l'autre à l'aide de vis métalliques disposées de façon régulière sur la face des plaques. La même méthode a été utilisée pour obtenir une plaque de 78 mm; trois plaques de 26 mm ont été vissées ensemble de façon à obtenir un contact galvanique entre chacune d'entre elles.

Tableau 3.3. Modèles effectués avec des plaques épaisses

Épaisseur t (cm)	Profondeur z (cm)	Épaisseur relative $t'=t/a$ (%)	Profondeur relative $z'=z/a$ (%)	Position de la plaque x_0 (m)
0,3	3,2	2,4	25,6	100
0,3	13,5	2,4	108	100
0,3	23,6	2,4	188,8	100
0,6	3,2	4,8	25,6	102
0,6	13,2	4,8	105,6	102
0,6	22,8	4,8	182,4	102
2,6	3,1	20,8	24,8	100
2,6	13,2	20,8	105,6	100
2,6	22,8	20,8	182,4	100
5,2	3,1	41,6	24,8	100
5,2	13,2	41,6	105,6	100
5,2	23,1	41,6	184,8	100
7,8	3,1	62,4	24,8	100
7,8	13,2	62,4	105,6	98
7,8	23	62,4	184	98

Des modélisations ont également été effectuées avec deux plaques verticales dans le but d'étudier la résolution latérale de la configuration (tableau 3.4). Les deux plaques sont enfouies à une profondeur de 3,1 cm, soit 25 % de la longueur du côté de la boucle. La plaque #1 possède une épaisseur de 3 mm et la plaque #2 une épaisseur de 6 mm.

Tableau 3.4. Modèles pour deux plaques verticales

position de la plaque #1 (m)	Position de la plaque #2 (m)	Distance de séparation s (cm)	Séparation relative $s'=s/a$ (%)
143	58	42,5	340
128	80	24,0	192
103	80	11,5	92
94	80	7,0	56
87	80	3,5	28
84	80	2,0	16

3.4 Modélisation numérique

3.4.1 Énoncés théoriques

La modélisation numérique consiste à calculer la réponse du champ magnétique secondaire à un point d'observation au-dessus d'un modèle de conductivité donné lorsqu'il est soumis à une source d'excitation électromagnétique. Il existe trois méthodes de modélisation numérique : la méthode par équations intégrales, celle par éléments finis et celle par différences finies. Les méthodes par éléments finis et celle par différences finies consistent à discrétiser en fines cellules tout le volume de l'environnement à modéliser; l'encaissant comme le conducteur. Le maillage doit être fait de façon à ce que la cible conductrice demeure loin des extrémités du volume afin d'éviter des effets indésirables causés par ses limites (effets de bouts). Une immense quantité de cellules doit donc être générée ce qui alourdit les calculs. La réponse finale calculée au récepteur passe alors par la résolution de tous les systèmes d'équations électromagnétiques propre à chacune des cellules. Contrairement à ces méthodes, celle par équations intégrales ne discrétise que la cible conductrice. Cela réduit

considérablement le nombre d'équations à résoudre. Le calcul de la réponse passe toutefois par la résolution, souvent laborieuse, du tenseur de Green (Best *et al.*, 1985). Ce tenseur est défini plus loin dans cette section.

Il y a trois éléments à considérer au niveau de la réponse électromagnétique mesurée sur le terrain : les champs électrique (E_p) et magnétique (H_p) primaires générés par la source, les courants de Foucault (E_s) qui sont générés dans le sol et le champ magnétique secondaire observé en surface au récepteur (H_s). Le champ primaire est connu dès le départ. Il dépend des caractéristiques physiques du système utilisé (impédance, dimension des fils, alimentation, etc.). Le champ secondaire est également connu puisqu'il est mesuré au récepteur. Il ne reste plus qu'à caractériser le phénomène d'induction généré à l'intérieur du conducteur enfoui. Les éléments qui influencent l'induction sont les champs électrique et magnétique primaires, la conductivité de l'encaissant (σ_p), la conductivité du corps (σ), le volume du corps (V) ainsi que toutes ses caractéristiques géométriques (profondeur, continuité latérale et verticale, pendage, etc.). La figure 3.7 illustre les éléments impliqués dans l'induction électromagnétique d'un conducteur enfoui.

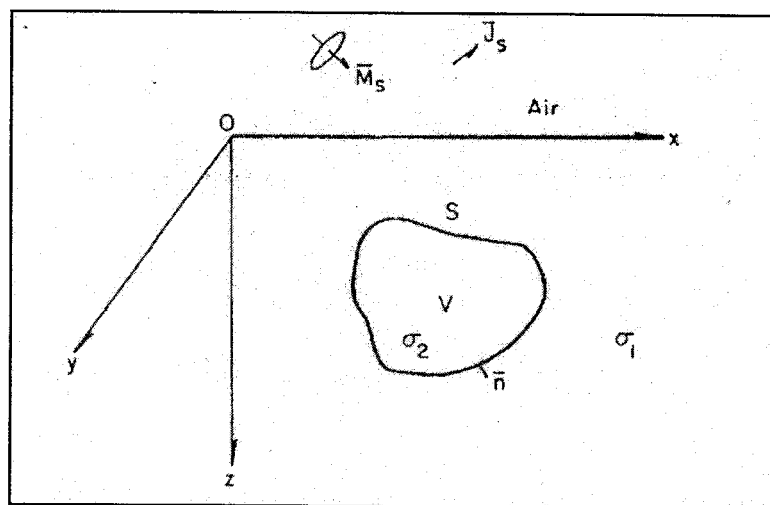


Figure 3.7. Modèle électromagnétique général (Lee et Morrison, 1985, fig.1).

La modélisation par la méthode des équations intégrales est souvent utilisée dans le cas d'un corps conducteur 3D localisé dans un milieu hôte laminé. Seul le volume du corps conducteur est alors divisé en cellules et c'est la fonction de Green qui permet de résoudre le problème. En effet, seul le champ secondaire inconnu dans le corps est à calculer. Dans un environnement 3D, les ondes électromagnétiques obéissent aux équations de Maxwell suivantes. Le développement sera effectué dans le domaine des fréquences.

$$\nabla \times E(r) = -i\omega\mu_0 H(r) - M_p(r) \quad (3.7)$$

$$\nabla \times H(r) = \sigma(r)E(r) + J_p(r) \quad (3.8)$$

Les termes M_p et J_p représentent les sources magnétique et électrique du système. Comme expliqué à la section 2.1.1, les courants de déplacement peuvent être négligés. De plus, puisque généralement les changements de perméabilité magnétique sont minimales en comparaison avec les variations de conductivité, on peut approximer la perméabilité du milieu par μ_0 (Newman et Hohmann, 1988).

En l'absence de corps conducteurs, c'est-à-dire pour un environnement 1D, les composantes primaires des champs totaux exprimées en (3.7) et (3.8) peuvent être présentées sous la forme suivante (3.9) et (3.10):

$$\nabla \times E_p(r) = -i\omega\mu_0 H_p(r) - M_p(r) \quad (3.9)$$

$$\nabla \times H_p(r) = \sigma_p(r)E_p(r) + J_p(r) \quad (3.10)$$

Le terme σ_p réfère à la conductivité du milieu en l'absence de corps conducteurs. Ces équations peuvent être évaluées numériquement puisque tous les termes sont connus. Ensuite, il est possible d'obtenir les équations pour les champs secondaires (3.11) et

(3.12) en soustrayant les équations (3.9) et (3.10) des équations (3.7) et (3.8) respectivement :

$$\nabla \times E_s(r) = -i\omega\mu_0 H_s(r) \quad (3.11)$$

$$\nabla \times H_s(r) = \sigma_p(r)E_s(r) + J_s(r) \quad (3.12)$$

où
$$J_s(r) = [\sigma(r) - \sigma_p(r)]E(r) \quad (3.13)$$

et représente un courant équivalent qui remplace le corps conducteur et les courants de Foucault l'accompagnant. J_s est donc considéré comme étant la source des champs magnétiques secondaires. Cette stratégie permet de ramener le phénomène physique à quelque chose de beaucoup plus simple et de mieux manipulable au niveau des équations, mais également au niveau de la programmation numérique. Le champ magnétique secondaire est la somme du champ généré par les courants induits et du champ causé par la circulation des charges à l'intérieur du corps et sur sa surface (Ward et Hohmann, 1991).

L'équation d'Helmholtz (3.14) pour le champ électrique E est dérivée des équations (3.11) et (3.12) à l'intérieur de laquelle le nombre d'ondes k_j est tel que $k_j = (-i\omega\mu_0\sigma_j)^{1/2}$ et l'indice j représente la $j^{\text{ème}}$ couche du milieu hôte :

$$\nabla^2 E_s(r) + \kappa_j^2 E_s(r) = -[-i\omega\mu_0 J_s(r) + 1/\sigma_j \nabla[\nabla \cdot J_s(r)]] \quad (3.14)$$

La solution de l'équation (3.14) est donnée par l'équation intégrale suivante (3.15) :

$$E_s(r) = \int \underline{G}(r, r') \cdot J_s(r') dv' \quad (3.15)$$

Dans le domaine des fréquences, l'équation intégrale de Fredholm est la plus souvent utilisée pour illustrer la situation générale :

$$E(r) = E_p(r) + \int_v \underline{G}(r, r') \cdot \sigma_a(r') E(r') dv' \quad (3.16)$$

Comme expliqué plus haut, la réponse électromagnétique mesurée $E(r)$ additionne les interactions entre le champ primaire au transmetteur $E_p(r)$ et l'effet de l'induction de courants secondaires dans le corps $E(r')$ qui est représenté par l'intégrale (Newman et Hohmann, 1988). σ_a représente la conductivité du corps conducteur.

La fonction de Green G est un paramètre géométrique qui relie le champ électrique localisé à la position r à un élément de courant J_s situé à la position r' . Idéalement, pour bien représenter le corps conducteur à l'étude, le conducteur est divisé en une multitude de petites cellules caractérisées par une position dans l'espace par rapport au récepteur et par une conductivité. Le contraste de conductivité observable entre chaque cellule permet de considérer chacune d'entre elles comme une petite densité de courant J_s qui génère un champ secondaire capté au récepteur. Il s'agit ensuite de faire la sommation sur toutes les petites cellules pour reconstituer le signal électromagnétique observé (Raiche, 1973). C'est la fonction de Green qui agit comme opérateur géométrique. Au niveau de la modélisation, le nombre de subdivisions du corps devient un facteur très limitant en terme de mémoire disponible et de temps d'exécution de l'ordinateur. Pour un environnement 1D, la fonction de Green s'écrit comme suit :

$$G(r, r') = \frac{e^{-ik^*|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} \quad (3.17)$$

Le nombre d'ondes k^* est fonction de la conductivité σ du sol. Pour un environnement 3D, la fonction de Green est représentée par l'équation (3.18). La fonction de Green inclut les effets dus aux variations aux frontières, entre le corps et le sol, ainsi qu'à toutes les petites frontières à l'intérieur même du corps conducteur et du sol :

$$G = -i\omega\mu A - \nabla \left(-\frac{1}{\sigma_n} \nabla \cdot A \right) \quad (3.18)$$

Le premier terme représente l'induction de courant de Foucault où A est le potentiel magnétique alors que le deuxième représente les effets d'accumulation des charges (Xiong *et al.*, 1995). L'utilisation du potentiel au lieu du champ même permet une meilleure stabilité numérique. Il existe une singularité pour $r = r'$. Ceci limite les algorithmes. Une autre des limites associées au tenseur de Green est le fait que le terme des courants galvaniques est multiplié par la résistivité du milieu encaissant. Ainsi, lorsque la résistivité du milieu augmente, l'accumulation de charges augmente au détriment des courants induits qui devraient dominer dans un tel cas. Xiong *et al.* (1995) proposent une nouvelle méthode qui minimise les effets causés par ces limites.

3.4.2 EM Vision™

A) Choix du logiciel de modélisation

Peu de logiciels de modélisation dans le domaine du temps offrent la possibilité de modéliser un système mobile à boucle simple. Parmi quelques-uns des logiciels testés dans le cadre de ce projet de maîtrise, EMIGMA de Eikon Technologies Ltd ne fut pas retenu. En effet, quoi qu'il présente des algorithmes très attrayants en terme de modélisation de prismes 3D, le logiciel n'offre pas la possibilité d'utiliser la configuration à boucle simple ou à boucles coïncidentes. Après plusieurs tentatives pour reproduire la réponse de la configuration à boucles coïncidentes à partir d'un système à boucle centrale, le logiciel fut mis de côté. Le logiciel Multi-loop de M. Yves Lamontagne de l'université de Toronto permet de modéliser des corps épais, mais ne permet pas de modéliser des systèmes à boucles mobiles. C'est finalement un logiciel australien qui a été retenu : EM Vision d'Encom. Ce dernier possède des algorithmes permettant de modéliser dans le domaine du temps des plaques minces très conductrices avec la configuration à boucles coïncidentes dans n'importe quel type d'environnement.

Concernant la modélisation de plaques épaisses, aucun des algorithmes disponibles avec EM Vision n'offre cette option pour des contrastes de conductivités aussi élevés. L'algorithme MARCO permet de modéliser des plaques verticales épaisses, mais seulement pour un contraste de conductivité de 300 : 1 avec l'encaissant. Le manque statistique de données sur les modèles de plaques épaisses ne permettra que de développer un outil qualitatif basé sur la reconnaissance de forme.

B) L'algorithme LEROI

L'algorithme LEROI, développé par le CSIRO entre les années 80 et 90, a été utilisé pour modéliser des plaques minces. Les auteurs du code sont MM. F. Sugeng et A. Raiche. LEROI calcule le signal électromagnétique de l'environnement modélisé à partir de la méthode des équations intégrales dans le domaine des fréquences. Puis, à l'aide d'une transformée de Fourier, la réponse est directement convertie dans le domaine du temps en voltage. Les fréquences utilisées varient de 0,1 à 100 kHz avec un intervalle de six fréquences par décade. Une interpolation de type spline cubique est ensuite utilisée pour reproduire le spectre entier à l'intérieur de l'intervalle. Le programme mesure le signal d'un milieu multicouche ayant ou non une conductivité complexe. L'algorithme tient compte dans son calcul des courants induits et des courants galvaniques. Lors de la modélisation de plaques minces, le conducteur est discrétisé en cellules où circulent localement les courants de Foucault. Plus la plaque contient de sous-courants et plus le signal est précis. Dans le cas présent, des cellules de 25 par 25 m ont été utilisées, pour un total de 13 cellules en largeur et 15 cellules en profondeur. Le calcul de la réponse d'un modèle prend environ 10 minutes avec un processeur de 1 GHz.

Quelques tests ont été effectués sur l'algorithme afin de s'assurer de la qualité des réponses. Tout d'abord, la première étape consiste à vérifier l'effet de l'augmentation de l'aire de transmission et de réception sur le voltage mesuré. Les unités de mesure sont

des $\mu\text{V/A}$. Normalement, la force électromotrice mesurée au récepteur se définit comme suit :

$$V = -\frac{\partial\Phi}{\partial t} \quad (3.19)$$

$$V = -\frac{\partial(B \cdot S)}{\partial t} \quad (3.20)$$

avec $B \propto \vec{m}$ (3.21)

et $\vec{m} = S \cdot I$ (3.22)

Ainsi, le voltage mesuré est proportionnel au carré de l'aire de réception : $V/I \propto S^2$. La réponse calculée avec EM Vision est conséquente de ce développement tel que le présente le tableau suivant.

Tableau 3.5. Effet de l'augmentation de l'aire de réception sur le voltage mesuré

Aire de la boucle (m ²)	Côté de la boucle (m)	Voltage ($\mu\text{V/A}$)	Stade <i>late time</i> ($\theta.a$)	Temps de la mesure (s)
1E+03	31,6	1,37E-06	0,009736	0,663
1E+05	316,2	1,37E-02	0,097363	0,663

Pour une augmentation de l'aire de réception d'un facteur 100, le voltage mesuré augmente d'un facteur 10 000, ce qui correspond à la théorie. Le voltage servant à la comparaison a été pris à 663 ms après la coupure du courant afin de s'assurer de se trouver dans le stade *late time* (section 2.1.1). Le test a été effectué pour un demi-espace homogène de conductivité égale à 0,1 S/m. Nabighian et Macnae (1991) affirment que ce stade est atteint lorsque le produit du paramètre d'induction θ (éq. 3.23) et de la longueur du côté de la boucle a est significativement inférieur à 1 (voir 4^e colonne du tableau 3.5) :

$$\theta = \sqrt{\frac{\mu\sigma}{4t}} \quad (3.23)$$

Il semble donc que les unités de mesures données par EM Vision soient des $\mu\text{V/A}$ et que le voltage calculé ne présente aucune normalisation.

Le deuxième test a permis de vérifier si la pente de la décroissance d'un demi-espace homogène était de $-5/2$, comme illustré à la figure 3.8 (Nabighian et Macnae, 1991). Le test a été effectué pour une boucle de 100 par 100 m sur un encaissant de $10\ \Omega\cdot\text{m}$.

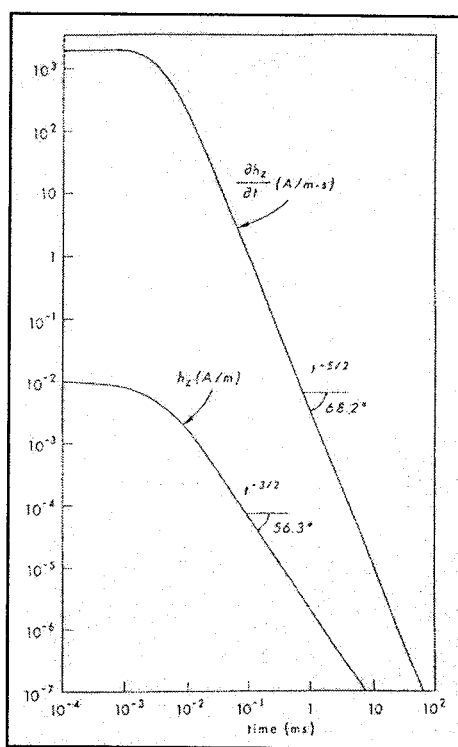


Figure 3. 8. Décroissance du champ magnétique et de sa dérivée temporelle pour un demi-espace homogène (Nabighian et Macnae, 1991, fig. 4.8).

Le résultat est concluant et la figure 3.9 montre que la décroissance est bien de plus ou moins $-2,5$. De plus, comme expliqué au chapitre 2, la configuration à boucle simple ne devrait pas présenter de changement de polarité du signal lors de la mesure de la décroissance pour un environnement homogène. C'est ce qui a été observé ici.

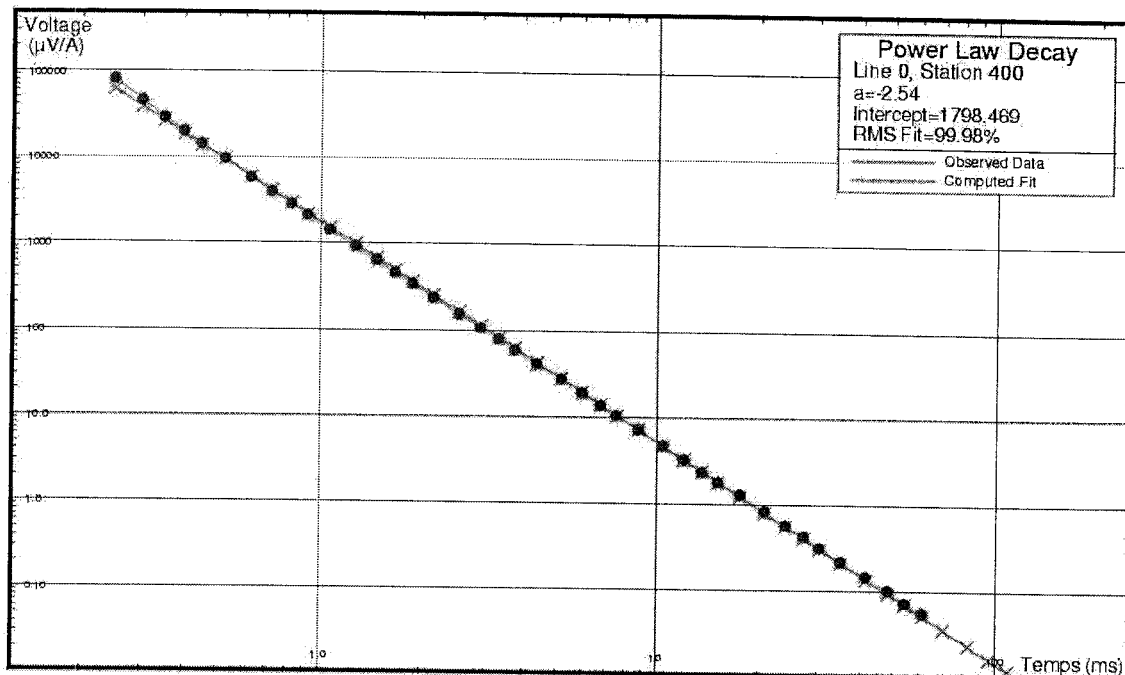


Figure 3. 9. Décroissance du voltage mesuré avec l'algorithme LEROI;
demi-espace homogène de 10 Ω·m.

L'étude de l'influence de la variation de la conductivité d'un demi-espace sur le signal a constituée une autre étape à la validation. Il est attendu que l'augmentation de la conductivité du milieu crée un retard dans la décroissance de l'amplitude du champ puisque les courants se propagent plus lentement dans le milieu. En effet, la conductivité d'un milieu est inversement proportionnelle à la vitesse de propagation (Nabighian et Macnae, 1991) :

$$v = \frac{1}{\sqrt{2\mu\sigma}} \quad (3.24)$$

Un décalage des courbes vers la droite dans le temps devrait donc être observé avec une augmentation de la conductivité du sol. Les phénomènes physiques liés à la conductivité du milieu et à la vitesse de propagation des ondes dans le sol sont bien

reproduits par l'algorithme LEROI. La figure 3.10 présente les courbes de décroissance pour trois demi-espaces de résistivité différente. Notons que la pente est de $-5/2$ dans tous les cas.

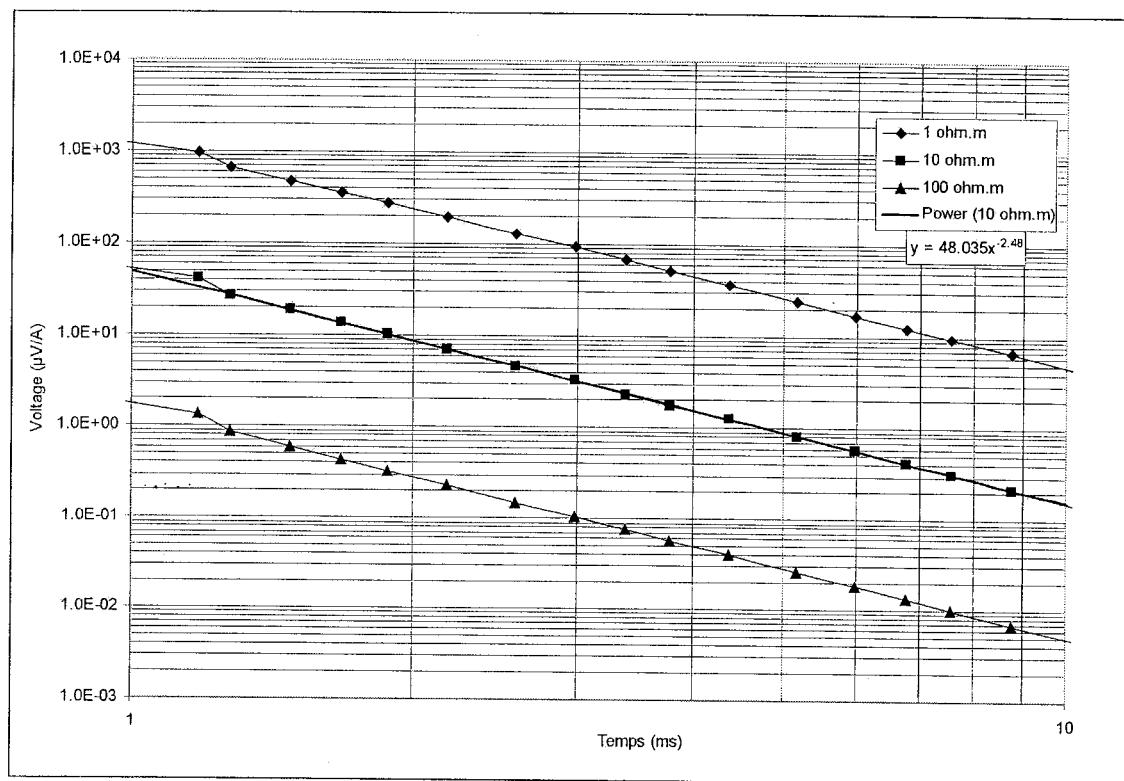


Figure 3. 10. Décroissance du voltage pour trois demi-espaces homogènes de conductivité croissante.

La raison pour laquelle, à un temps donné, le voltage d'un terrain conducteur est supérieur à celui d'un terrain résistant est la suivante. La diffusion des ondes électromagnétiques est plus lente dans un milieu conducteur que dans un milieu résistant (éq. 3.24); l'amplitude est donc supérieure pour un temps fixe. La figure 3.11 illustre ce phénomène.

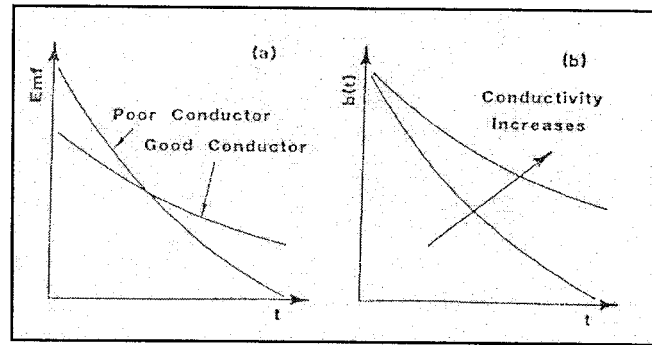


Figure 3. 11. Influence de la conductivité d'un demi-espace homogène sur le voltage Emf et le champ magnétique $b(t)$ mesurés (Nabighian et Macnae, 1991, fig. 5).

Par ailleurs, en 1995, lors du symposium annuel international de modélisation électromagnétique 3D se tenant au Connecticut, Smith et Paine (1995) ont testé la majorité des algorithmes de modélisation présents sur le marché. Ils conclurent que LEROI donnait des réponses conformes aux autres algorithmes (i.e. EM3D, EMIE3D, SYSEM, etc.).

3.4.3 Spécifications techniques

Afin de pouvoir comparer les résultats des modèles numériques avec ceux obtenus de la modélisation à échelle réduite, la loi de similitude a été appliquée. Le temps d'échantillonnage ayant été le même dans les deux cas, l'équation 3.4 a été utilisée.

$$\sigma_m L_m^2 = \sigma_f L_f^2 \quad (3.4)$$

Le mode d'échantillonnage utilisé est le mode *early time* et un délai de 200 μs a été inclus. La taille du côté de la boucle a été choisie arbitrairement; elle est de 100 m. Puisque dans le cas de plaque mince, on fait référence à la conductance plutôt qu'à la conductivité, la loi de similitude peut être modifiée comme suit (Frischknecht, 1991) :

$$S_m L_m = S_f L_f \quad (3.25)$$

En connaissant la longueur du côté des boucles des deux systèmes ainsi que la conductance de la plaque d'aluminium, la valeur de la conductance que doit avoir la plaque numérisée est facilement calculable, soit 124 S. Ainsi, avec une boucle de 100 par 100 m et une plaque ayant cette valeur de conductance, le champ secondaire des deux systèmes devrait être identique. Toujours au niveau de l'application de la loi de similitude, la ligne de mesure utilisée pour les profils a été construite de façon à reproduire le même pas d'échantillonnage que pour les mesures en laboratoire. Le facteur géométrique entre les deux systèmes ($L = 800$) a été respecté.

En ce qui concerne la forme de l'onde, le temps de mise en place du courant maximum (*rise time*) n'est généralement pas quantifié lors de l'opération d'appareil tel que le SIROTEM. La valeur de 0,07 ms a été choisie par défaut pour une boucle de 100 m de côté en consultant des démonstrations disponibles à l'achat du logiciel. Buselli *et al.* (1985) suggèrent une valeur de 0,14 ms pour cette taille de boucle. Des tests avec EM Vision ont permis de conclure que dans les deux cas, le voltage mesuré au-dessus d'une même plaque s'avère identique. Comme pour la modélisation en laboratoire, une valeur de 0,16 ms a été utilisée pour le temps de rampe et un délai de 200 μ s est imposé. La première fenêtre d'échantillonnage débute immédiatement après la fin du délai.

Concernant l'encaissant, une valeur de 10 000 $\Omega \cdot m$ a été utilisée afin de représenter la résistivité des anorthosites rencontrées sur Chutes-des-Passes. Un test a permis de comparer les réponses entre un modèle numérique mesuré dans l'air et un modèle mesuré dans un encaissant de 10 000 $\Omega \cdot m$. La réponse des deux est identique, sauf que le signal mesuré loin du corps ne revient pas à zéro pour la modélisation avec l'encaissant. Il s'agit de la réponse du sous-sol. En conséquent, la valeur de la résistivité de l'encaissant n'influence pas la réponse, en autant qu'elle, la résistivité, soit très importante.

3.4.4 Résultats de la modélisation numérique

A) Modèles réalisés

Comme mentionné plus haut, seules des plaques minces ont été modélisées avec le logiciel EM Vision. Le pendage θ , la profondeur z et la conductance S constituent les paramètres d'intérêt. La position de la projection verticale du sommet de la plaque x_0 restera fixe pour chacun des modèles ($x_0 = 400$ m). Le tableau 3.6 présente le sommaire des modélisations réalisées; un total de 90 modèles a été calculé.

Tableau 3.6. Modèles numériques

Conductance S (S)	50	100	1000		
Profondeur z (m)	10	25	50	100	150	
Pendage θ (°)	15	30	45	60	75	90

Initialement, au niveau des conductances choisies pour la plaque, la valeur de 10 S fut utilisée au lieu de 50 S afin de couvrir trois ordres de grandeur constants sur une échelle logarithmique. Toutefois, l'amplitude du signal mesuré numériquement était trop faible. La même constatation a été faite pour des profondeurs supérieures à 150 m. Toujours au niveau du choix des profondeurs modélisées, la réponse calculée par EM Vision pour des profondeurs inférieures à 10 m présentait beaucoup d'instabilité et d'irrégularités. Finalement, concernant le pendage, un incrément de 15° a été utilisé pour couvrir l'intervalle entre une plaque horizontale et une plaque verticale.

B) Comparaison des résultats entre la modélisation numérique et celle à échelle réduite

Comme expliqué dans la section 3.2, les voltages mesurés avec des systèmes de dimensions différentes pour lesquels la loi de similitude est respectée devraient être

similaires. Le voltage mesuré lors de la modélisation à échelle réduite (MR) a été ramené au niveau de celui calculé numériquement (MN) selon l'équation 3.3. Puisque le temps d'échantillonnage est le même que celui utilisé en laboratoire et que la boucle numérique ne possède qu'un seul tour de fil, l'équation devient :

$$Z_{MN} = \frac{Z_{MR} L_{MN}}{L_{MR} N_{MR}^2} \quad (3.26)$$

Le voltage mesuré en laboratoire doit donc être multiplié par le facteur 0,146. Les figures 3.12 et 3.13 illustrent le signal mesuré et calculé au-dessus de modèles respectant les lois de similitude.

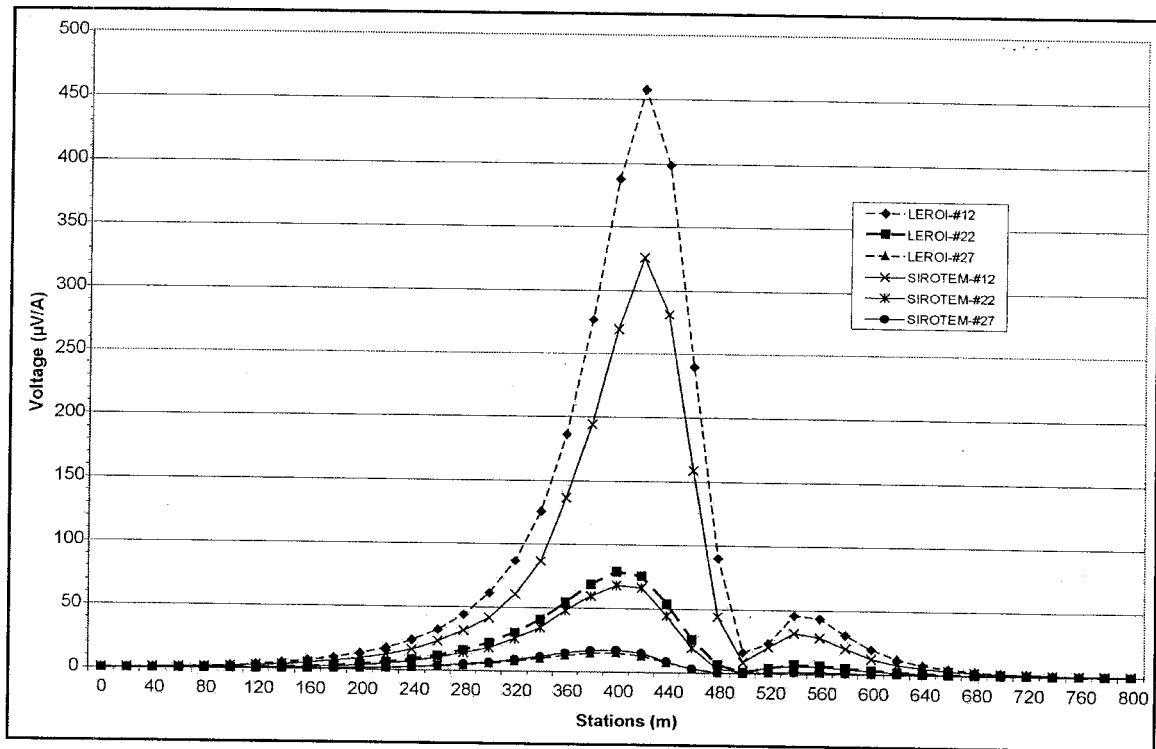


Figure 3. 12. Comparaison entre les réponses numérique et analogique de modèles équivalents

selon les lois de similitude. À l'échelle de la modélisation numérique, la plaque mince,

inclinée à 45°, possède une conductance de 100 S et une profondeur de 50 m.

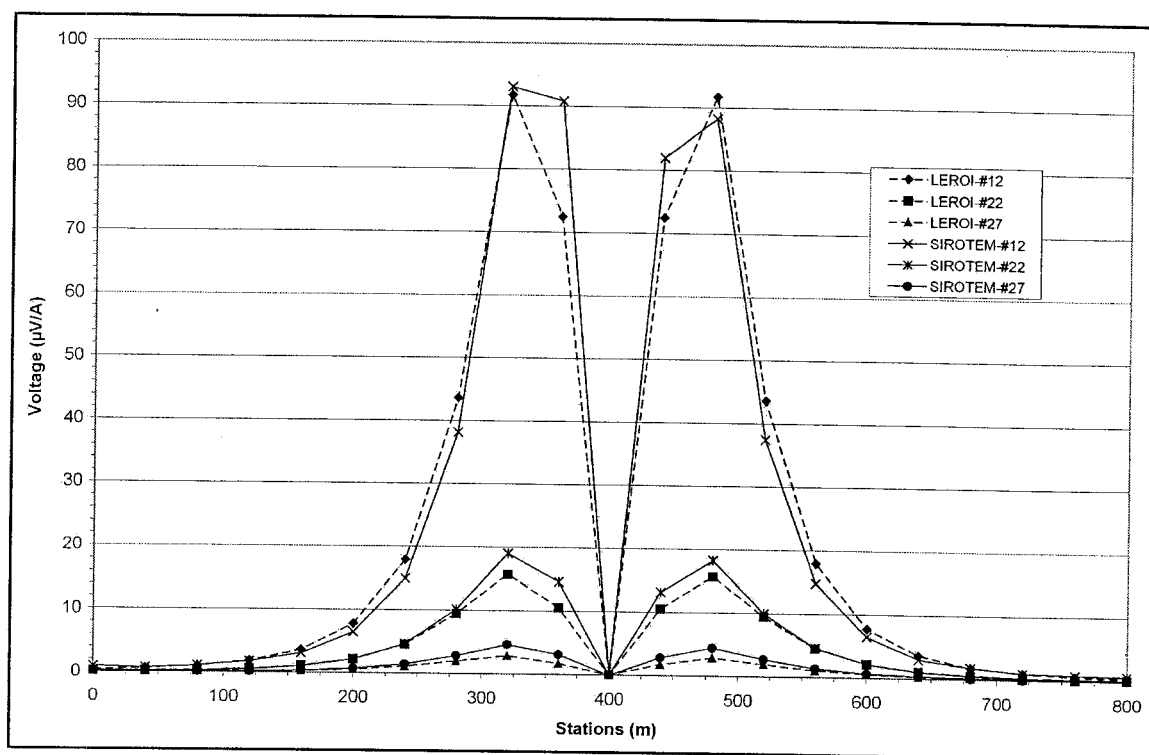


Figure 3. 13. Comparaison entre les réponses numérique et analogique de modèles équivalents selon les lois de similitude. À l'échelle de la modélisation numérique, la plaque mince verticale possède une conductance de 100 S et une profondeur de 50 m.

Deux modèles différents sont présentés afin de vérifier la correspondance des voltages pour une plaque inclinée à 45° (figure 3.12) et pour une plaque verticale (figure 3.13). Les profils des canaux d'échantillonnage 12, 22 et 27 sont illustrés. Le choix de ces canaux est décrit en détail au chapitre suivant. Les réponses mesurées avec le SIROTEM et calculées à l'aide du programme LEROI apparaissent similaires. Au niveau de la plaque de pendage de 45° , les deux profils diffèrent légèrement. Bien que la forme de l'anomalie soit comparable, l'amplitude de la fenêtre 12 est significativement plus élevée pour le modèle calculé que pour celui mesuré. Cette différence au niveau de l'amplitude aux temps courts peut être associée à la géométrie de la bobine. Le champ mesuré dans une bobine n'aura pas la même amplitude et

orientation qu'une boucle plate qui n'a physiquement pas de hauteur. Dans le cas de la plaque verticale, les deux profils se superposent très bien. La forme et l'amplitude des courbes sont sensiblement les mêmes.

Cette comparaison permet de vérifier la théorie, mais permet également de valider les réponses obtenues à l'aide du programme LEROI en terme de forme et d'amplitude du signal. Il s'agit d'une opération cruciale afin de s'assurer que les résultats obtenus lors de la modélisation numérique pourront être utilisés pour l'étape de la régression linéaire multiple.

Chapitre 4

Modélisation statistique des propriétés du conducteur

Dans cette étude, l'objectif est d'estimer à partir du signal mesuré les propriétés physiques et géométriques d'un conducteur enfoui ayant la forme d'une plaque mince. Les paramètres à identifier sont la profondeur z du sommet de la plaque, la position sur le profil x_0 de la projection verticale du sommet du conducteur, le pendage de la plaque θ ainsi que la conductance S . Ces paramètres sont estimés par régression utilisant comme variables explicatives des caractéristiques de la forme du profil mesuré au-dessus d'une plaque à différents temps d'échantillonnage après la coupure du courant. Pour simplifier l'étude, une analyse en composantes principales (ACP) est préalablement effectuée de façon à identifier un sous-ensemble de signaux, parmi les 40 signaux initiaux, préservant l'essentiel de l'information. Les modèles de régression sont obtenus par sélection des caractéristiques des signaux les plus corrélées aux paramètres des conducteurs. Ils sont établis à l'aide d'une base de données obtenue par simulation numérique et validés par les essais en laboratoire sur des plaques minces et épaisses.

Le présent chapitre présentera les traitements statistiques à appliquer sur les données, les caractéristiques propres au profil mesuré, les expressions résultantes de la régression linéaire ainsi que le résultat de leurs applications dans diverses situations géologiques simulées.

4.1 Analyse en composantes principales

Pour chacun des modèles produits numériquement, il y a pour chaque station de lecture, la mesure de 40 voltages représentant le champ secondaire échantillonné à 40 fenêtres de temps croissant. Cela représente en fait 40 profils pour chaque modèle de conducteur. Une analyse en composantes principales ou ACP a été réalisée dans le but de vérifier la corrélation entre chaque temps d'échantillonnage. Ainsi, il est possible de déterminer quelles fenêtres de temps apportent une information vraiment différente.

Les données se présentent sous la forme d'une matrice $X_{n \times p}$, dans laquelle n représente le nombre d'observations ($n = 2583$) et p le nombre de variables, soit les 40 canaux mesurés par modèle. Chacune des n observations est donc définie par un vecteur à p dimensions. Le principe de la méthode consiste à projeter les p vecteurs sur des axes orthogonaux où la dispersion est maximale. Ces axes de projection correspondent aux vecteurs propres de la matrice XX' , où X' représente la matrice transposée de X (Marcotte, 2000). Au préalable la matrice X est centrée selon les colonnes, i.e. chaque colonne est maintenant de moyenne 0, et réduite, i.e. chaque colonne montre une variance unitaire. Cette dernière transformation permet d'accorder davantage d'importance aux signaux de faible amplitude ce qui semble désirable, étant donné que plusieurs ordres de grandeur séparent le voltage des premiers canaux de celui des derniers. Cette ACP particulière est connue sous le nom d'ACP de la matrice des corrélations (Saporta, 1990; Marcotte, 2000). L'ACP a été réalisée à l'aide du programme « ACP » roulant dans l'environnement MATLAB (Marcotte, 2000). Le code est disponible en annexe II.

4.1.1 Résultats de l'ACP

La figure 4.1 illustre la proportion de la variance totale expliquée par les 40 vecteurs propres. Le premier vecteur propre explique 61 % et le second 35 % pour un total de 96 % d'explication de l'inertie totale des observations. Le troisième vecteur propre n'ajoute que 3,5 % d'explication. On peut donc considérer que l'essentiel de la variation est représentée par les 2 premiers vecteurs propres.

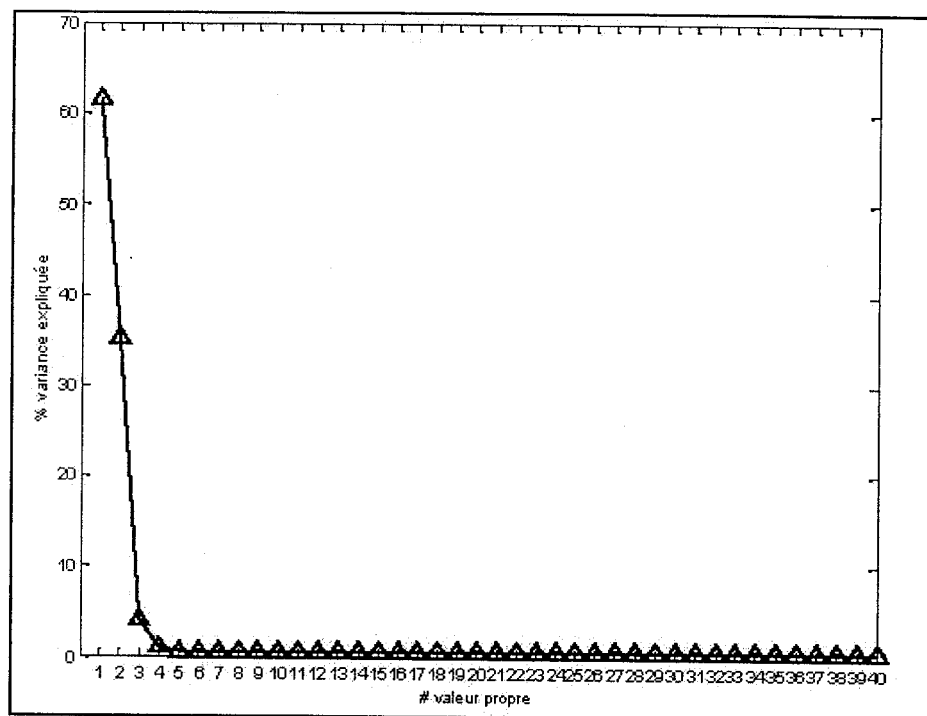


Figure 4. 1. Pourcentage de la variance expliquée par chaque vecteur propre.

La figure 4.2 montre la projection des variables sur le plan des deux premiers vecteurs propres. Rappelons que les 40 variables illustrées sont les 40 fenêtres de temps échantillonnées. Les projections des variables se trouvent toutes très près de la périphérie, ce qui indique, comme on pouvait s'y attendre étant donné le pourcentage d'inertie global de 96 %, qu'elles sont toutes bien représentées sur ce plan. On note sur

la figure 4.2 une évolution graduelle le long du 2^e vecteur propre allant de la fenêtre 1 (au bas) vers la fenêtre 40 (au haut). Le 1^{er} vecteur propre représente donc un signal commun à toutes les fenêtres temporelles, alors que le 2^e vecteur propre (v.p.) en décrit les différences principales.

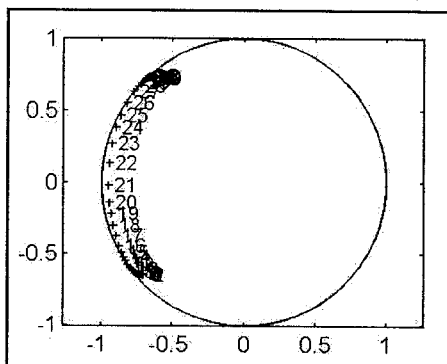


Figure 4. 2. Projection des variables sur le plan des deux premiers vecteurs propres (données numériques). L'axe des x correspond au 1^{er} v.p. et l'axe des y au second.

Ainsi, les canaux de numéro voisins possèdent une forte corrélation entre eux. Les canaux 1 à 10 d'une part et 30 à 40 d'autre part apparaissent très fortement corrélés puisqu'ils se superposent pratiquement sur le plan de l'ACP. La variation le long du 2^e v.p. affecte donc surtout les canaux 11 à 29. Afin de garder le maximum d'information tout en simplifiant le traitement, trois canaux seront choisis parmi ces 19 canaux. L'intervalle de temps dans lequel les trois canaux significatifs seront choisis se situe entre 1,0 ms et 11,0 ms après la coupure du courant. Le tableau 4.1 présente les trois canaux significatifs choisis. Un délai de 200 μ s est inclus dans la position temporelle des canaux. La position de ces trois canaux est répartie de façon régulière le long du 2^e vecteur propre.

Tableau 4.1. Canaux représentatifs choisis suite à l'ACP

# du canal en mode <i>early time</i> du SIROTEM mk3	Temps d'échantillonnage après la coupure du courant (ms)	Largeur de la fenêtre d'échantillonnage (μ s)
12	1,275	0,2
22	5,175	0,8
27	10,375	1,6

Une ACP a été effectuée en parallèle sur les données recueillies par modélisation à échelle réduite. Le résultat est le même, la corrélation entre les 40 canaux est aussi sinon plus forte que pour les modèles numériques (figure 4.3)

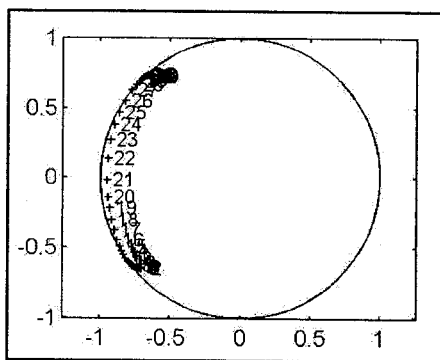


Figure 4. 3. Projection des variables sur le plan des deux premiers vecteurs propres (données analogiques). L'axe des x correspond au 1^{er} v.p. et l'axe des y au second.

4.2 Spline cubique

Afin de diminuer l'impact de la discrétisation des signaux (distance entre chaque station de mesure) sur le calcul des paramètres caractéristiques de chaque signal, une spline cubique est appliquée sur les données modélisées afin d'interpoler les mesures entre

chaque station de lecture. Cette méthode interpole les valeurs entre deux stations de mesure à l'aide d'un polynôme du 3^e degré tout en assurant la continuité des dérivées premières et secondes aux stations (Fortin, 1995).

Cette étape devra être appliquée sur les modèles à échelle réduite, mais également sur les données de terrain. L'interpolation est effectuée à chaque mètre pour les données des modèles numériques, toutefois, une telle résolution n'est pas toujours nécessaire pour l'industrie minière. La présence de bruit dans le signal peut créer artificiellement de petites oscillations qui peuvent nuire éventuellement au calcul des paramètres caractéristiques, principalement lors de l'étude du profil de la dérivée seconde (section 4.4). Dans ce cas, il est préférable d'effectuer une interpolation par spline cubique lissante (*smoothing spline*) ou par krigeage avec un modèle de covariance comprenant un effet de pépité (Marcotte et David, 1988).

Pour des modèles où la plaque conductrice se présente à de faibles profondeurs, l'erreur liée à l'interpolation sera plus grande. Les profils associés à des plaques peu profondes varient rapidement et l'interpolation peut modifier, entre autres, l'amplitude des pics ou la position du couplage minimal. Il faut être conscient que le profil interpolé au mètre n'équivaut pas à un profil mesuré à chaque mètre sur le terrain. Si les stations de mesures sur le terrain ne sont pas assez rapprochées et que le profil prend la forme d'une cloche au lieu d'un double pic, l'interpolation ne créera pas artificiellement le creux du couplage minimal.

Les trois canaux représentatifs ont été interpolés, mais également le canal précédant chacun d'eux, soit le 11^e, le 21^e et le 26^e canal situé respectivement dans le temps à 1,075 ms, 4,375 ms et 8,775 ms après la coupure du courant en considérant un délai de 200 μ s. Ces canaux supplémentaires sont nécessaires pour la quantification d'un des paramètres caractéristiques utilisé, la constante de temps instantanée.

4.3 Normalisation des propriétés du conducteur

Au niveau des propriétés du conducteur, une normalisation apparaît souhaitable afin de pouvoir utiliser les relations d'interprétation, peu importe les dimensions de la boucle simple. Il faut considérer lors de cette étape de normalisation que, contrairement à la modélisation, certaines informations manquent sur le terrain. En général, aucune propriété physique ou géométrique du conducteur n'est connue à priori. En conséquence, elles ne peuvent servir à titre de normalisation. La taille du côté de la boucle simple a représente une des seules informations disponibles.

Tout d'abord, la **profondeur** d'enfouissement z d'un conducteur et le moment magnétique dipolaire du système influencent tous deux le voltage mesuré au récepteur. Notamment, l'équation 2.9 met en évidence l'influence de la profondeur d'une sphère sur la réponse. Dans ce cas, le voltage est inversement proportionnel à z . Une façon de normaliser consiste à diviser la profondeur z du corps par la longueur du côté de la boucle a et de présenter la profondeur sous la forme d'un rapport sans unité tel que $z' = z/a$. Ainsi, l'effet de l'intensité du moment magnétique dipolaire devient standardisé. Le **pendage** θ de la plaque ne présente pas réellement d'intérêt à être normalisé. Par contre, la **conductance** S pourrait l'être. Dans la littérature, lors de la réalisation de modélisation à échelle réduite, plusieurs chercheurs (Buselli et Thornburn, 1986; Ogilvy, 1983; Ogilvy, 1987) ont normalisé la conductance d'une plaque conductrice par sa constante de temps. Toutefois, cela suppose qu'elle soit connue à priori. Ici, la conductance ne sera donc pas normalisée. Le **temps** des canaux représentatifs pourrait être standardisé par la conductance de la plaque sondée ainsi que par les dimensions de la boucle (Ogilvy, 1987). La diffusion des courants de Foucault dépend, entre autres, de la conductance du conducteur et du moment magnétique dipolaire. Malheureusement, la conductance de la plaque demeure inconnue en pratique et ne peut donc être utilisée. Les temps des trois canaux représentatifs resteront par conséquent intacts.

4.4 Définition des caractéristiques

Lors de mesures géophysiques, la forme du profil dépend directement des propriétés géométriques et physiques du conducteur enfoui. Le voltage mesuré dans la boucle découle aussi du couplage entre le champ magnétique primaire et le conducteur à chaque station de mesure. Il faut donc établir des éléments caractéristiques propres à la forme du profil et liés aux propriétés du conducteur. Ces caractéristiques devront également présenter une certaine sensibilité afin que leur variation soit significative de l'évolution des caractéristiques du conducteur.

L'analyse des profils des nombreux modèles simulés numériquement a permis d'isoler certains traits influencés par la variation des propriétés des modèles. En décomposant la forme globale que prend un profil au-dessus d'une plaque mince enfouie, les éléments qui varient sont l'intensité brute du voltage, le degré d'asymétrie entre les deux pics formés de part et d'autre du conducteur, la distance entre ces deux pics et la position du couplage minimum. Le taux de décroissance entre deux canaux pour une même position dépend également des propriétés du conducteur. Buselli et Thorburn (1986) et Ogilvy (1983) utilisent d'ailleurs plusieurs de ces paramètres dans leurs études sur des modèles réduits. Dans le cadre de ce projet, les variables explicatives comprennent les caractéristiques énumérées précédemment à l'exception de l'amplitude brute. Ces caractéristiques, illustrées à la figure 4.4, sont calculées pour les trois canaux retenus.

L'amplitude maximale brute AA du profil n'est pas utilisée dans la régression. Elle est représentée par A+ sur la figure 4.4. En effet, cette variable semble influencée par la conductance et la profondeur de la plaque, mais également par le pendage du conducteur. En effet, l'incidence du champ primaire par rapport au corps agit sur l'intensité du voltage mesuré. Sa grande sensibilité aux variations des paramètres nous porte à l'exclure de la régression (section 4.5.2).

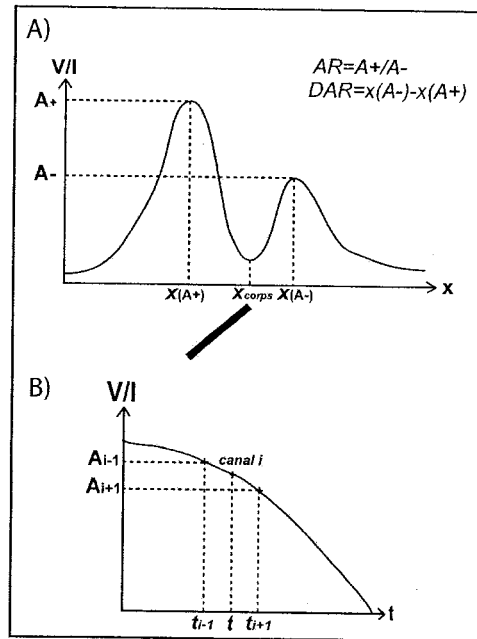


Figure 4. 4. Éléments caractéristiques d'un profil.

Les caractéristiques mesurées sur les signaux sont :

Amplitude relative (AR)

Le rapport des amplitudes maximales de chaque pic permet de mesurer le degré d'asymétrie. Ce rapport représente la division de l'amplitude maximale du plus gros pic (A^+) par celle du petit (A^-). Ce paramètre n'a pas d'unité et il devrait être fonction du pendage du conducteur. Le gros pic donne la direction du pendage du conducteur. Pour un corps vertical, AR devrait théoriquement présenter une valeur unitaire puisque le profil devient symétrique. Pour un corps subhorizontal, cette variable devrait posséder une valeur très grande puisque l'intensité du petit pic diminuera avec le pendage. La forme du gros pic est généralement bien définie puisque le couplage y est important. Par contre, le petit pic peut avoir une forme moins précise. Ainsi, le calcul de l'amplitude maximale du petit pic peut être effectué à l'aide de l'étude des courbures du profil de la

dérivée spatiale seconde. L'amplitude maximale du gros pic et celle du petit pic correspondent au point de courbure minimale de la dérivée seconde.

Distance pic à pic (*DAR*)

Cette caractéristique permet de quantifier la demi-longueur d'onde de l'anomalie. Il s'agit de la distance entre le sommet du gros et du petit pic, normalisée par la longueur du côté de la boucle a . Il a été démontré que la distance pic-à-pic est proportionnelle à a (Nabighian et Macnae, 1991). Ce paramètre est influencé non seulement par la profondeur du conducteur, mais également par l'échantillonnage spatial sur le profil. Pour une configuration où le récepteur forme une boucle, Nabighian et Macnae (1991) mentionnent que la distance entre les deux pics ne devrait pas être plus petite que la largeur de la boucle elle-même.

Constante de temps instantanée (*Tau*)

Pour chacun des trois canaux choisis, la constante de temps instantanée est définie par le rapport entre le changement de temps (t) et la variation du log de l'amplitude du voltage (A^+) entre le canal significatif et le canal précédent. Cette caractéristique s'exprime en millisecondes et devrait varier avec la conductance de la plaque. Elle est calculée spatialement à la position du couplage maximum. La valeur de Tau pour le canal i est déterminée par l'équation suivante (Nabighian et Macnae, 1991) :

$$Tau_i = \frac{(t_i - t_{i-1})}{\ln\left(\frac{A_{i-1}^+}{A_i^+}\right)} \quad (4.1)$$

Position du couplage minimal (*Xcorps*)

Cette caractéristique est définie par le point de courbure maximale du profil. Ce point devrait coïncider avec la position minimale de couplage sur le profil et par conséquent à l'endroit où se trouve la projection verticale du sommet de la plaque conductrice. Ce

paramètre s'exprime en mètres. Concernant la position minimale du couplage, plus spécifiquement pour des plaques à faible pendage, la migration des courants induits à un stade hâtif provoque la translation du creux vers l'extérieur du corps. Il faut attendre un certain temps avant que la diffusion des courants soit à un stade plus avancé pour lequel le champ magnétique secondaire vertical est minimal au-dessus du corps (Ogilvy, 1983). Ainsi, il est possible que pour des pendages faibles, il y ait une différence entre la valeur de X_{corps} et la véritable position de la projection verticale de la plaque sur le profil. Cette caractéristique ne sera pas utilisée dans la régression car, d'une part, la position du corps x_0 n'a pas changée lors de la modélisation numérique et, d'autre part, la relation entre les deux s'avère directe.

Un code («PARAMÈTRES») écrit en MATLAB et permettant de quantifier les paramètres caractéristiques d'un profil donné est présenté en annexe II. Il importe de présenter les données de la façon suivante. Les stations doivent être orientées, de gauche à droite, de manière à remonter le pendage du conducteur. La matrice résultante des paramètres caractéristiques calculés pour la modélisation numérique est disponible en annexe III. Enfin, lorsque les paramètres caractéristiques de tous les modèles sont calculés, la matrice résultante nous permet d'effectuer la régression.

4.5 Régression

4.5.1 Fondements théoriques

En statistique, la régression constitue une méthode d'ajustement de données observées en fonction d'une ou plusieurs variables explicatives pour lequel la somme du carré des erreurs est minimisée. Ici les variables à expliquer représentent les paramètres de la plaque (pendage, profondeur et conductance) alors que les variables explicatives de la

régression sont les caractéristiques des profils décrites précédemment (*AR*, *DAR* et *Tau*). Dans le cas d'une régression linéaire multiple, la relation entre les observations Y_i et les p variables X_i est présumée linéaire et de la forme suivante :

$$Y_i = b_0 + b_1 X_{i1} + b_2 X_{i2} + \dots + b_p X_{ip} + e_i \quad (4.2)$$

Dans l'équation précédente, Y_i représente la $i^{\text{ème}}$ observation de la variable à expliquer, X_{ij} la $i^{\text{ème}}$ observation de la $j^{\text{ème}}$ variable explicative, b les coefficients de régression et e_i le résidu entre le modèle estimé et la valeur réellement observée Y_i . Sous forme matricielle, l'équation 4.2 devient :

$$Y = Xb + e \quad (4.3)$$

pour laquelle $Y_{n \times 1}$ représente le vecteur des n observations de la variable à expliquer, $X_{n \times (p+1)}$ la matrice des p variables explicatives et du vecteur $1_{n \times 1}$ (pour la constante du modèle), $b_{(p+1) \times 1}$ le vecteur des coefficients de régression et $e_{n \times 1}$ le vecteur des résidus. Les coefficients b du modèle sont calculés de manière à donner le meilleur ajustement au sens des moindres carrés tel que :

$$b = (X'X)^{-1} X'Y \quad (4.4)$$

Une telle régression est possible dans le cas où il existe une relation linéaire entre un des paramètres à estimer et les variables explicatives. À cet effet, la création de diagrammes binaires (section 4.2.2) pour un paramètre et une variable donnée permet de vérifier cette linéarité (Marcotte, 2000). Le terme « au sens des moindres carrés » signifie que le carré de l'erreur entre les observations Y et les valeurs calculées Y_p est minimisé.

La proportion de la variance des observations Y expliquée par les variables X se quantifie par le coefficient de détermination R^2 . Il est défini pour un modèle comprenant une constante b_0 (Marcotte, 2000) par :

$$R^2 = \frac{\sum (Y_{pi} - Y_m)^2}{\sum (Y_i - Y_m)^2} \quad (4.3)$$

Dans l'équation précédente, la variable Y_{pi} est l'estimation de la i^{eme} observation, Y_m est la moyenne des observations et Y_i est la i^{eme} observation. Lorsque R^2 égale 1, l'ajustement s'avère parfait. Il faut aussi s'assurer du caractère significatif des coefficients b de la régression. Un test de Student est utilisé à cet effet. Du point de vue physique, il est fort probable que les caractéristiques soient corrélées entre elles. Cela signifie du point de vue statistique qu'une combinaison de deux caractéristiques peut être significative alors que chacune d'elle considérée séparément pourrait ne pas l'être (Saporta, 1990).

L'analyse des résultats de la régression se base également sur l'étude des résidus ainsi que sur l'examen de l'influence de chaque observation sur le résultat final. D'abord, l'étude de la distribution des résidus permet de vérifier la présence de tendances indésirables. La régression linéaire présume que la relation entre les variables X et Y est linéaire. Dans ce cas aucune tendance n'apparaîtra sur les graphes des résidus en fonction des variables explicatives. Toutefois, la présence d'une tendance particulière, par exemple en forme d'arche, est un indicateur que le résultat de la régression ne peut être accepté tel quel. Une des possibilités demeure la présence d'une ou de quelques observations erratiques qui influencent anormalement la régression. C'est pourquoi l'étude de l'influence des observations est indispensable (Saporta, 1990). La distance de Cook Di est l'indicateur utilisé pour ce projet. Dans la littérature, une valeur de Di supérieure à 1 indique une influence anormale, mais cette valeur semble très conservatrice et c'est plutôt une valeur critique de 0,5 qui a été utilisée (Marcotte, 2000).

La tendance présente sur les résidus peut être éliminée en effectuant une transformation sur X et/ou Y afin de rendre linéaire la relation qui les unit. La transformation des variables explicatives X peut prendre la forme de $\log(X)$ ou X^2 par exemple. Souvent, la

connaissance des liens entre les variables à expliquer et les caractéristiques guide le choix de ces transformations. Il faut considérer que suite à des transformations sur Y , la nouvelle valeur de R^2 ne peut être directement comparée avec celle du Y non transformé. Pour ce faire, il faut d'abord effectuer la transformation inverse sur les valeurs prédites puis recalculer le R^2 (Marcotte, 2000).

Du point de vue statistique, la sélection des variables explicatives ne doit pas tenir uniquement compte du coefficient de corrélation R^2 . En effet, ce coefficient augmente de façon monotone avec le nombre de variables utilisées. Pour obtenir les modèles les plus simples possibles la méthode de la « sélection avant » des variables est appliquée. Elle procède par ajout successif de variables en débutant par celle qui fait progresser le plus R^2 tout en gardant cet ajout significatif par rapport au test de Fisher. En effet, un test de Fisher est effectué sur chaque variable ajoutée afin d'éviter l'introduction d'information non significative (Saporta, 1990). Concrètement cela signifie qu'une variable liée au paramètre estimé pourrait ne pas entrer dans le modèle si d'autres variables fortement corrélées à celle-ci sont déjà présentes dans le modèle. Par exemple, si la variable AR_{12} (le degré d'asymétrie calculé pour la 12^e fenêtre de temps) est choisie par la méthode de la sélection avant, il est possible que les variables AR_{22} et AR_{27} ne pourront entrer dans le modèle dû à leur forte corrélation avec AR_{12} (elles n'apportent pas d'information nouvelle).

4.5.2 Diagrammes binaires

Afin de visualiser le comportement des caractéristiques en fonction de la variation des propriétés du conducteur, des diagrammes binaires sont créés. L'étude d'un seul des canaux significatifs est effectuée puisqu'ils possèdent généralement le même comportement pour une caractéristique donnée. Le canal 22 a été choisi. La variable X_{corps} n'est pas étudiée parce qu'elle varie très peu et que la position de la plaque x_0

demeure fixe lors de la modélisation. La variable DAR utilisée pour les diagrammes n'est pas normalisée. Cela n'influence pas les résultats puisque la normalisation consiste à diviser cette variable par la largeur de la boucle d'émission et cette dernière est constante. Finalement, l'étude des diagrammes binaires inclut l'amplitude maximale brute AA ce qui permet d'observer sa grande sensibilité et de justifier son exclusion. Les résultats sont illustrés à l'annexe IV.

Lorsque la conductance est fixée, la variation des caractéristiques AA_{22} , AR_{22} , DAR_{22} et Tau_{22} en fonction du pendage et de la profondeur est illustrée aux figures A.1 à A.8. Puisque pour les trois conductances, le comportement des caractéristiques apparaît similaire, seuls les diagrammes binaires pour les modèles ayant une conductance de 50 S sont présentés. Premièrement, il existe une relation linéaire entre le logarithme de AA_{22} et l'inclinaison de la plaque (figure A.1). De plus, cette relation linéaire reste la même, à une constante additive près pour différentes profondeurs. L'amplitude est plus importante pour une plaque moins profonde (figure A.2). Deuxièmement, le comportement du logarithme de AR_{22} présente également une relation linéaire avec le pendage (figure A.3) où la pente croît avec la profondeur. L'évolution de AR_{22} par rapport à la profondeur varie, mais il ne semble y avoir de relation linéaire entre les deux (figure A.4). Troisièmement, la valeur que prend DAR_{22} semble peu influencée par la variation du pendage du conducteur (figure A.5). Par contre, cette variable augmente de façon plus ou moins régulière avec la profondeur (figure A.6). Finalement, bien que Tau_{22} augmente avec la profondeur de façon linéaire (figure A.7), ce paramètre reste relativement constant pour différentes valeurs de pendage (figure A.8).

L'étude de la variation des caractéristiques en fonction de la conductance est réalisée pour une profondeur fixe ($z = 50$ m). En premier lieu, le comportement de AA_{22} en fonction de la conductance est intéressant. Logiquement, la conductance d'une plaque a une incidence directe sur l'intensité du champ secondaire mesuré au récepteur, par contre, cette relation n'est ni constante ni linéaire par rapport à S (figure A.9). Encore

ici, la relation linéaire entre AA_{22} et le pendage apparaît (figure A.10). En deuxième lieu, la relation entre la conductance et AR_{22} est peu déterminante (figure A.11). L'effet du pendage est par contre très apparent (figure A.12). Au niveau de DAR_{22} , la relation n'est pas constante. Il semble y avoir une relation linéaire entre le logarithme de DAR_{22} et la conductance pour des pendages sub-verticaux (figure A.13) alors que la relation se complique pour des pendages moins importants (figure A.14). En dernier lieu, le logarithme de Tau_{22} varie linéairement avec le logarithme de la conductance (figure A.15). L'effet du pendage est faible (figure A.16).

L'étude des diagrammes binaires en fonction de la conductance permet de voir que les caractéristiques varient beaucoup plus entre 50 et 100 S qu'entre 100 et 1000 S. Sans atteindre nécessairement un niveau de saturation, les caractéristiques semblent présenter une moins grande sensibilité aux conducteurs possédant une grande conductance. La variation des caractéristiques apparaît de façon beaucoup plus notable entre les plaques de 50 et 100 S.

Il n'est pas nécessaire d'évaluer les relations lorsque le pendage est fixé, tous les cas possibles ayant déjà été étudiés. L'étude des diagrammes binaires a permis de confirmer la présence de relations linéaires entre propriétés de la plaque et plusieurs caractéristiques mesurées. Il existe toutefois une interdépendance marquée entre plusieurs variables du profil et les propriétés du conducteur, ce qui vient appuyer l'utilisation d'une régression linéaire multiple.

4.5.3 Estimations des propriétés d'une plaque

La régression linéaire multiple a été réalisée avec les programmes « conductance.m », « profondeur.m » et « pendage.m » (un programme par paramètre à estimer) et appelant

les programmes « stepw », « regres », « corpar2 » et « influenc » (Marcotte, 2000). Tous ces programmes sont écrits en MATLAB et les codes sont fournis en annexe.

A) Transformations sur les variables X et Y

Avant de présenter les résultats de la régression, il importe de mentionner qu'une transformation a été effectuée sur les caractéristiques. En effet, pour la majorité des propriétés à estimer (S , z et θ), c'est le logarithme naturel des variables explicatives (AR , DAR , Tau) qui a été considéré pour expliquer les observations. L'étude des diagrammes binaires illustre d'ailleurs des relations linéaires après une telle transformation. Pour l'estimation de la profondeur, le paramètre DAR n'a pas été transformé. À la figure 4.5, l'histogramme des variables non transformées montre des distributions log normale pour le paramètre AR ainsi qu'une distribution bimodale pour Tau . La distribution de DAR ne semble pas normale non plus.

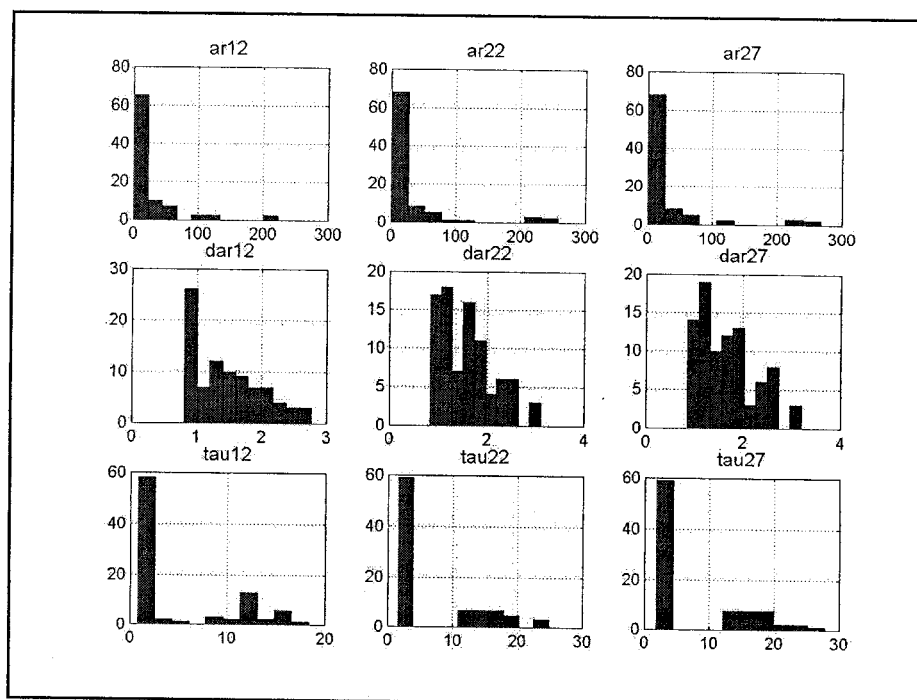


Figure 4. 5. Histogramme des variables explicatives non transformées : X .

Lorsque la transformation est effectuée (figure 4.6), les nouvelles distributions se rapprochent d'une distribution normale. De façon générale, cette transformation a eu comme effet supplémentaire d'augmenter significativement la valeur du coefficient de détermination R^2 .

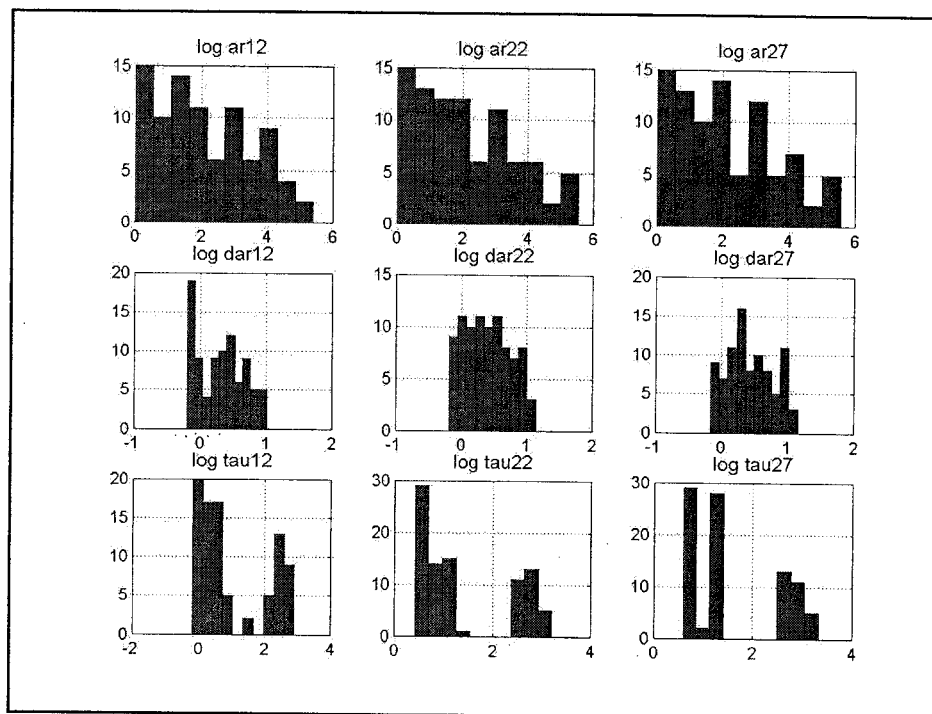


Figure 4. 6. Histogramme des variable explicatives transformées: $\ln(X)$.

Des transformations sur Y sont également effectuées pour l'estimation de la conductance afin d'améliorer le résultat de la régression. Une transformation sur la variable à expliquer peut introduire un biais lorsqu'on ramène la variable Y dans le domaine non transformé (Marcotte, 2000). Toutefois, lorsque le coefficient de détermination d'une telle régression est près de 1, le biais lié à la transformation inverse demeure généralement négligeable.

B) Estimation de la conductance S

Tout d'abord, pour l'estimation de la conductance de la plaque, l'analyse des diagrammes binaires suggère une bonne corrélation entre la constante de temps Tau , la distance pic à pic DAR et la conductance. La sélection des variables explicatives par la méthode de la sélection avant confirme ces observations.

Tableau 4.2. Résultats de la sélection avant pour l'estimation de la conductance

# de la variable choisie	Nom de la variable	R ² (domaine log)	Somme du carré de erreurs (SCE)	Résultat du test de Fisher associé à l'ajout de cette variable
9	Tau_{27}	0,98325	0,451620	5047,700
6	DAR_{27}	0,99296	0,189850	117,200
8	Tau_{22}	0,99514	0,130980	37,752
3	AR_{27}	0,99585	0,111780	14,259
7	Tau_{12}	0,99693	0,082720	28,806
1	AR_{12}	0,99721	0,075264	8,023
4	DAR_{12}	0,99721	0,075112	0,163
2	AR_{22}	0,99722	0,075079	0,034
5	DAR_{22}	0,99722	0,075076	0,003

Une transformation sur la conductance a été effectuée : c'est son logarithme naturel qui a été utilisé. La conductance brute présentait une forte tendance quadratique des résidus en fonction des valeurs estimées. D'ailleurs l'examen des diagrammes binaires suggérait plusieurs relations linéaires entre le logarithme de certaines caractéristiques et le logarithme de la conductance.

Le résultat de la régression, illustré à la figure 4.7a, est le suivant :

$$\ln(S) = 3.51 + 1,28 \ln(Tau_{22}) - 0,48 \ln(DAR_{27}) \quad (4.5)$$

Les caractéristiques prises en compte dans la relation (en gras dans le tableau précédent), sont la constante de temps du canal 22 (Tau_{22}) et la distance pic à pic du canal 27 (DAR_{27}). La variable 9 n'est plus significative en présence des variables 6 et 8. C'est

d'ailleurs la faiblesse majeure de la méthode de sélection avant des variables. Une fois une variable incluse, aucun test n'est effectué pour vérifier si elle est toujours significative en présence des nouvelles variables ajoutées. De plus, la présence de Tau_{27} ajoute une tendance quadratique aux données estimées et certaines de ses observations présentent une influence supérieure à 0,5. L'expression finale à l'équation 4.5 ne présente que des influences inférieures à 0,35 (figure 4.7b). Les autres variables significatives (AR_{27} , Tau_{12} et AR_{12}) ne seront pas incluses dans la relation finale, son niveau de précision ($R^2 = 0,995$) étant déjà très satisfaisant. Il est intéressant de constater que la constante de temps explique à elle seule plus de 98 % de la variance des observations. L'ajout de DAR permet de diminuer les résidus. Par contre, l'estimation de la conductance des plaques de 1000 S s'avère moins précise. Finalement, les graphes des résidus sur les estimations et sur les variables explicatives ne présentent aucune tendance anormale (figures 4.7c et 4.7d).

En termes géophysiques, le taux de décroissance du champ secondaire se trouve directement lié au produit conductivité-épaisseur du conducteur (Nabighian et Macnae, 1991). La relation calculée à partir de la régression est donc conforme. Ogilvy (1983) a d'ailleurs démontré expérimentalement le lien linéaire entre la constante de temps et la conductance. La constante de temps doit, par contre, être échantillonnée aux temps longs, lorsqu'elle devient asymptotique. Faisant suite à une nouvelle série de modèles à échelle réduite, Ogilvy (1987) a établi que la variation de la conductance d'une plaque a un effet sur l'amplitude maximale brute et sur la constante de temps, mais également au niveau de la distance pic à pic pour des pendages inférieurs à 90°. Ces résultats viennent appuyer le résultat de la régression.

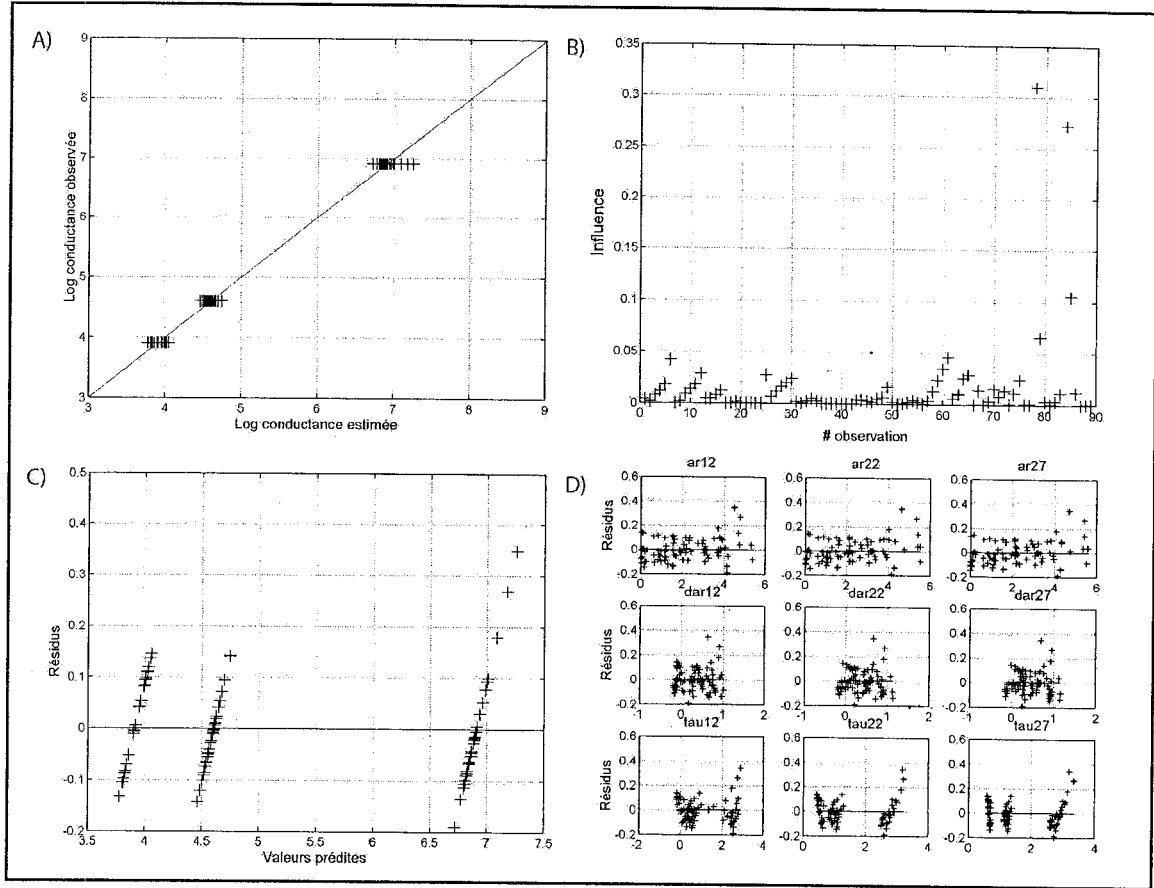


Figure 4. 7. Conductance; (a) modèle calculé par la régression; (b) influence des observations; (c) résidus des valeurs prédites; (d) résidus des variables explicatives.

C) Estimation de la profondeur z

L'analyse des diagrammes binaires démontre clairement la relation entre la profondeur et plusieurs des caractéristiques. Selon ces diagrammes, la profondeur varie linéairement avec la distance pic à pic et avec le log de l'amplitude maximale brute, du degré d'asymétrie et de la constante de temps. Ainsi, la relation trouvée par la régression devrait être constituée par ces variables explicatives et c'est exactement le cas. En excluant le paramètre AA, la relation finale s'exprime de la façon suivante :

$$z' = -0,83 + 0,58 (DAR_{12}) - 0,11 \ln (AR_{12}) + 0,45 \ln (Tau_{27}) + 0,10 (DAR_{27}) \quad (4.6)$$

C'est la profondeur normalisée qui est utilisée dans la régression. La constante du modèle b_0 possède une valeur de -0,83. Cela signifie que pour une boucle de 100 m de côté, l'estimation débute à 83 m au-dessus du sol et que chaque terme s'ajoute ou se soustrait ensuite à cette valeur afin d'estimer la profondeur. Faisant suite à plusieurs tests, aucune profondeur négative n'a été obtenue par l'équation finale. Le tableau 4.3 illustre le résultat de la méthode de la sélection avant.

Tableau 4.3. Résultats de la sélection avant pour l'estimation de la profondeur

# de la variable choisie	Nom de la variable	R ²	Somme du carré de erreurs (SCE)	Résultat du test de Fisher associé à l'ajout de cette variable
4	DAR₁₂	0,85392	3,39490	502,700
1	AR₁₂	0,92704	1,69550	85,198
9	Tau₂₇	0,93494	1,51190	10,199
6	DAR₂₇	0,95210	1,11310	29,740
7	Tau ₁₂	0,95587	1,02560	6,993
3	AR ₂₇	0,95748	0,98814	3,072
5	DAR ₂₂	0,95754	0,98684	0,105
2	AR ₂₂	0,95772	0,98249	0,350
8	Tau ₂₂	0,95773	0,98227	0,017

Les quatre variables sélectionnées par la méthode sont en caractères gras dans le tableau précédent. Le résultat de la régression, illustré à la figure 4.8a montre une variation satisfaisante des valeurs prédites autour des valeurs observées. Une variation moyenne de plus ou moins 20 m est observable. La régression donne un coefficient de corrélation égal à 0,952. L'analyse des résidus et de l'influence de chaque observation est concluante. La figure 4.8b montre des influences inférieures à 0,12. Les résidus quant à eux (figures 4.8c et 4.8d) ne présentent aucune tendance ou irrégularité nécessitant un examen plus approfondi des résultats de la régression.

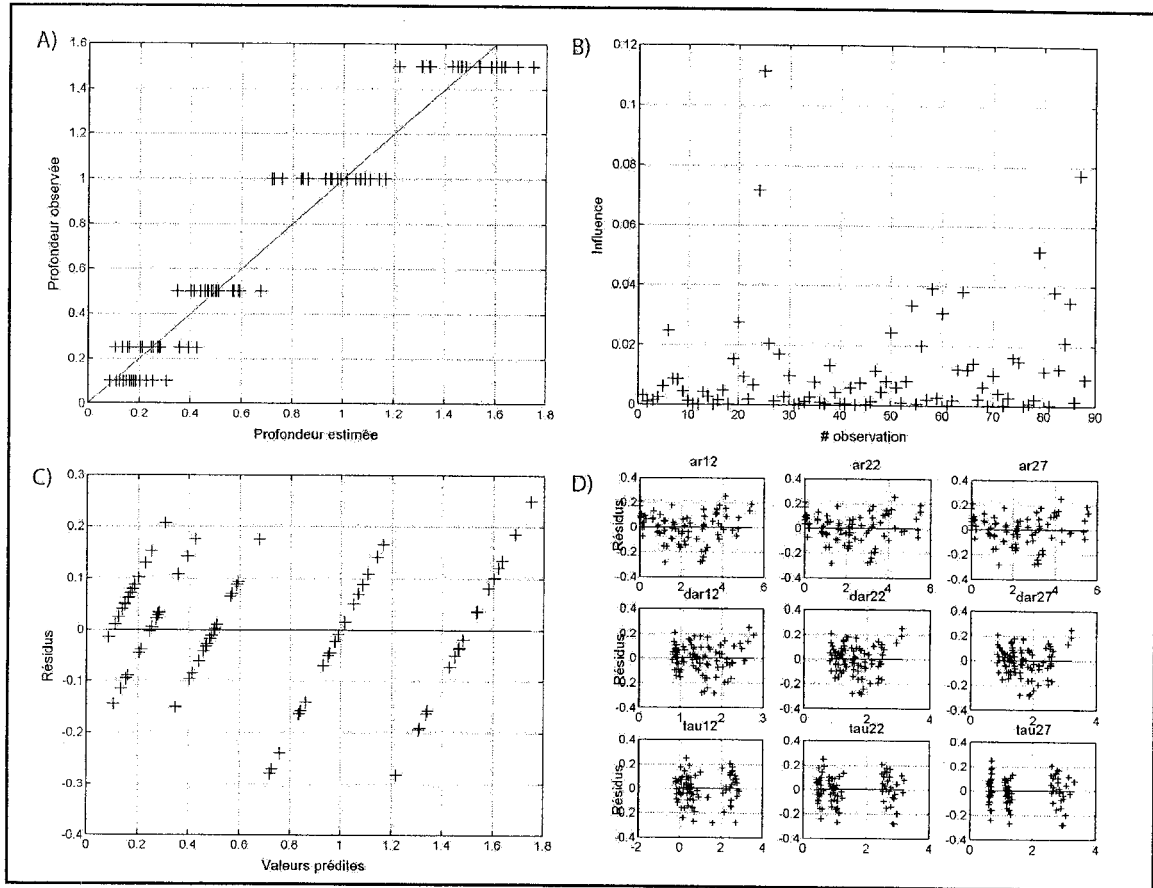


Figure 4. 8. Profondeur; (a) modèle calculé par la régression; (b) influence des observations; (c) résidus des valeurs prédites; (d) résidus des variables explicatives.

Concernant l'estimation de la profondeur, l'utilisation du paramètre caractéristique AA améliore grandement la précision du résultat. Les plages de variation autour des profondeurs estimées se resserrent significativement et le coefficient de corrélation passe à 0,99063. L'insertion de l'amplitude maximale brute rend la profondeur estimée trop sensible à ce paramètre. Le niveau de précision a donc été diminué afin de garder la relation d'interprétation robuste et indépendante du signal brut. De cette façon, les difficultés amenées par les normalisations nécessaires pour faire correspondre le niveau de voltage mesuré avec celui utilisé lors de la modélisation numérique sont éliminées.

Au niveau de la complexité de la relation finale, il est entendu que plusieurs caractéristiques sont nécessaires pour estimer la profondeur. Par contre, tous ces paramètres demeurent significatifs à son estimation. Les valeurs obtenues suite au test de Student sont largement supérieures à la valeur critique du test. La distance pic à pic explique à elle seule plus de 80 % de la variance des observations. Toutefois, l'ajout du degré de symétrie et de la constante de temps vient renforcer l'estimateur, maintenant sa robustesse pour différentes valeurs de conductance et de pendage de la plaque. L'utilisation de la distance pic à pic à deux temps différents dans la relation indique que ces deux paramètres fournissent des informations différentes. Cela peut être le reflet de la migration des courants. Ogilvy (1987) a d'ailleurs démontré par modélisation à échelle réduite que l'augmentation de la profondeur affecte non seulement la distance pic à pic, mais également le degré d'asymétrie du profil. De son côté, Duckworth *et al.* (1991 et 1993) soulignent que la profondeur n'a d'effets que sur l'amplitude maximale et sur la distance pic à pic du profil. Par contre, ces derniers se basent sur des modélisations à échelle réduite réalisées sur des plaques ayant une conductance infinie et constante.

L'estimateur de z semble moins précis pour des profondeurs inférieures à 25 m. De plus, la figure 4.8a montre que la relation a tendance à surestimer les profondeurs de 10 m. Les estimations liées à cette valeur de z évoluent d'ailleurs de façon non linéaire avec le reste de la droite calculée. Aucune transformation sur Y et sur X n'a permis de remédier à ce problème. L'hypothèse suivante tente d'expliquer ce phénomène. L'algorithme LEROI a présenté des réponses bizarres et instables lors de la modélisation de plaques profondes de moins de 10 m. Comme expliqué au chapitre 3, dans la résolution des équations intégrales, le tenseur de Green est l'opérateur géométrique et ce dernier provoque des instabilités lorsque le corps se situe à proximité du récepteur. Il est fort probable que cette déviation soit le fruit d'un problème numérique. L'application de la relation sur les modèles à échelle réduite permettra de vérifier cette hypothèse.

D) Estimation du pendage (θ)

Le résultat de la régression linéaire pour l'estimation du pendage va dans le même sens que ce qui a été déduit de l'analyse des diagrammes binaires. Cette dernière suggère la linéarité entre l'inclinaison de la plaque et l'amplitude maximale brute AA et le degré d'asymétrie AR . La distance pic à pic DAR semble également être influencée par la variation du pendage. La relation résultante de la régression permettant d'estimer le pendage est précisée comme suit :

$$\theta^\circ = 92.70 - 22.42 \ln (AR_{12}) + 8.09 (\ln (AR_{12}) \cdot \ln (DAR_{12})) \quad (4.7)$$

La valeur de la constante b_0 est de $92,70^\circ$, à laquelle on soustrait le terme constitué du degré d'asymétrie pour estimer le pendage en degré et auquel on ajoute de l'information provenant de la distance pic à pic. On remarque que pour une plaque verticale, les termes contenant AR seront nuls et le pendage estimé aura une valeur proche de la verticale, comme stipule la théorie. L'influence de la distance pic à pic ne sera présente que pour des pendages non verticaux. C'est pour cette raison que la distance pic à pic est présente sous la forme d'un produit.

Au niveau de l'analyse en détail du résultat, la sélection avant fait ressortir les caractéristiques suivantes pour l'estimation du pendage (Tableau 4.4). Notons que les variables 10 à 12 sont respectivement les produits des logarithmes naturels des caractéristiques AR et DAR pour chacune des trois fenêtres de temps.

Tableau 4.4. Résultats de la sélection avant pour l'estimation du pendage

# de la variable choisie	Nom de la variable	R ²	Somme du carré de erreurs (SCE)	Résultat du test de Fisher associé à l'ajout de cette variable
1	AR₁₂	0,91139	5060,6	884,520
10	Ln(AR₁₂)xln(DAR₁₂)	0,97100	1656,1	174,730
3	AR ₂₇	0,97334	1522,6	7,366
12	Ln(AR ₂₇)xln(DAR ₂₇)	0,97389	1491,3	1,741
5	DAR ₂₂	0,97428	1468,6	1,269
4	DAR ₁₂	0,97511	1421,5	2,686
2	AR ₂₂	0,97577	1383,6	2,188
7	DAR ₂₇	0,97601	1370,3	0,769
8	Tau ₂₂	0,97607	1366,4	0,221
9	Tau ₂₇	0,97611	1364,1	0,129
6	Tau ₂₇	0,97621	1358,8	0,298
11	Ln(AR ₂₂)xln(DAR ₂₂)	0,9763	1353,7	0,282

Les valeurs retenues pour la régression sont présentées en caractère gras. Le degré d'asymétrie du canal 12 et le produit du log de AR_{12} avec la distance pic à pic du canal 12 constituent les deux caractéristiques expliquant le mieux la variation du pendage. La figure 4.9a présente le résultat de la régression. La variation sur les estimations correspond à plus ou moins 10° en excluant les deux valeurs erratiques présentes au niveau du pendage observé de 15° et 30°. Cette variation répond à la précision demandée par l'industrie minière. La figure 4.9b illustre la distribution de l'influence de chaque observation sur le résultat de la régression. Elle est inférieure à 0,18. La variable 3 n'a pas été retenue. Elle ajoute de l'information, toutefois, le niveau de précision s'avère largement satisfaisant en son absence. La valeur finale du coefficient de corrélation vaut 0.971. Au niveau des résidus, aucune tendance n'est observable (figures 4.9c et 4.9d). Les résidus de la nouvelle variable, constituée du produit du logarithme de AR et de DAR , ne sont pas illustrés. Les variables AR et DAR ne présentant pas de tendance, il devrait en être ainsi pour la variable 10.

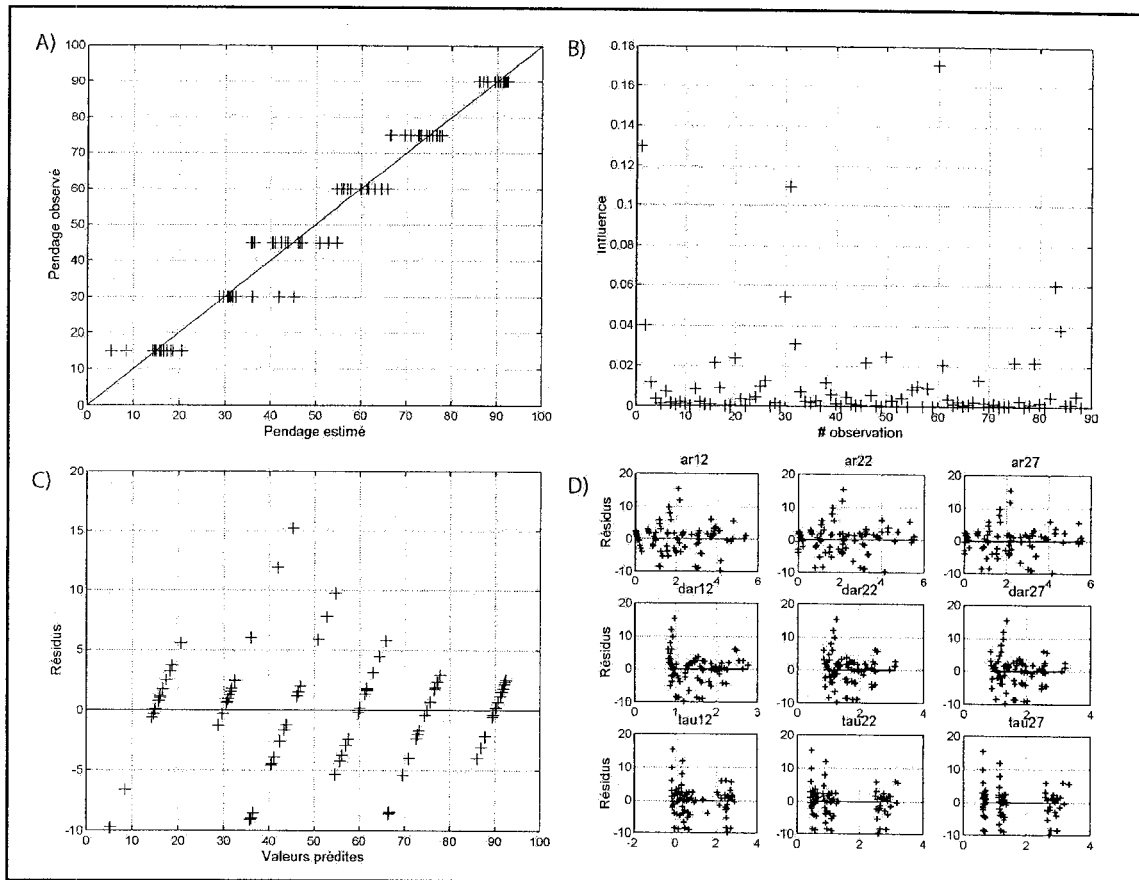


Figure 4. 9. Pendage; (a) modèle calculé par la régression; (b) influence des observations; (c) résidus des valeurs prédites; (d) résidus des variables explicatives.

En ce qui concerne l'estimation du pendage, la relation trouvée n'est pas aussi directe que ce que propose Ogilvy (1983). Le résultat du choix des variables avec la méthode de la sélection avant montre tout de même que le degré d'asymétrie, à lui seul, possède un coefficient de corrélation de plus de 0,91. Le degré d'asymétrie du profil dépend non seulement du pendage de la plaque, mais également de sa profondeur, de sa conductance et du temps auquel la mesure est prise (Buselli et Thorburn, 1986). Duckworth *et al.* (1991) ont d'ailleurs démontré expérimentalement que la diminution du pendage de la plaque provoque une augmentation de la distance de séparation entre les deux pics. Ce qu'il faut comprendre des résultats de la régression linéaire multiple, c'est que plusieurs propriétés de la plaque varient en même temps. Aux endroits où une relation linéaire

directe était prévisible comme par exemple, entre le pendage et le degré d'asymétrie, il faut alors considérer que la profondeur et la conductance varient. C'est pour cette raison que les équations trouvées sont plus complexes et font intervenir des caractéristiques moins intuitives.

E) Estimation de la position de la plaque sur le levé

L'estimation de la position de la projection verticale de la plaque mince se fait directement avec la valeur du paramètre caractéristique X_{corps} . Au niveau des trois canaux représentatifs, le phénomène de la migration des courants induits apparaît aux temps courts pour des plaques à faible pendage et peut provoquer un décalage du minimum.

L'examen du résultat des trois canaux doit précéder toute interprétation. S'ils ne présentent pas la même valeur, il est important d'utiliser l'estimation du pendage pour guider le choix. En effet, le tableau des paramètres caractéristiques de la modélisation numérique (annexe III) montre que pour des pendages variant de 60° à 90° , la valeur des trois variables X_{corps} égale la position de la projection verticale de l'arête supérieure de la plaque x_0 . Par contre, pour des pendages inférieurs ou égaux à 45° , la position x_0 peut être sur ou sous-estimée. Une étude des résultats obtenus en laboratoire a permis d'observer que lorsque l'estimation de x_0 n'est pas juste, cette dernière représente généralement une translation de $0,4a$ de la position réelle de la projection verticale de l'arête supérieure du conducteur, soit un pas d'échantillonnage.

4.6 Application sur les modèles de laboratoire

La principale raison pour laquelle la modélisation à échelle réduite a été réalisée consiste en la validation des résultats de la régression effectuée sur les modèles numériques. La

présence de bruit électromagnétique ambiant ajoutée au bruit de l'appareil se rapproche davantage d'un environnement réel. Normalement, si l'amplitude maximale brute est utilisée dans la régression, il faut ramener le voltage mesuré en laboratoire au niveau de celui calculé numériquement tel que décrit par l'équation 3.3.

Le tableau 4.5 présente le résultat de l'estimation des paramètres de la plaque d'aluminium à l'aide des modèles de la régression. Ces résultats ont été obtenus au-dessus d'une plaque de 3 mm d'épaisseur. Les quatre colonnes de gauche introduisent les valeurs réelles et celles de droite les estimés.

Tableau 4.5. Application des relations d'interprétation sur les modèles réduits
(plaque de 3 mm d'épaisseur)

S (S)	$z : [Z_{min}, Z_{max}]$ (m)	θ (°)	x_0 (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)	x_0' (m)
123	[26,44]	90	100	113	55	92	100
123	[104,122]	90	100	115	118	92	100
123	[182,200]	90	100	85	226	91	100
123	[26,44]	75	118	122	27	71	115
123	[104,122]	75	112	112	101	72	130
123	[26,44]	60	113	122	29	58	111
123	[104,122]	60	103	123	104	60	110
123	[26,44]	45	125	121	30	42	125
123	[104,122]	45	103	120	113	55	105
123	[26,44]	30	143	126	25	29	140
123	[104,122]	30	140	134	108	33	140

Afin de faciliter la visualisation des résultats, les données ont été adaptées à l'échelle d'une boucle ayant un côté de 100 m de long. Les résultats sont concluants. En effet, chacune des estimations des propriétés de la plaque se rapproche sensiblement de la valeur réelle.

Au niveau de la conductance, la valeur réelle de la conductance de la plaque semble avoir été bien estimée au départ. De plus, elle peut être considérée comme mince puisque sa conductance estimée est fiable. Ainsi, la conductivité de la plaque d'aluminium utilisée en laboratoire vaut $3,3 \times 10^7$ S/m. De façon générale, l'erreur associée à l'estimation de la conductance est inférieure à 10 % sauf lorsque la profondeur de la plaque dépasse $2a$.

La profondeur de la plaque se définit par la distance entre l'arête supérieure de la plaque et le niveau de la boucle réceptrice. Toutefois, le récepteur prend la forme d'un enroulement de fil, une bobine. Le champ secondaire qui y est mesuré est intégré selon l'axe vertical. La hauteur à laquelle le voltage est mesuré peut être estimée par la demi-hauteur de la bobine. Toutefois, l'amplitude du champ diminue en fonction de $1/r$ dans la bobine et la position moyenne devrait se situer un peu plus bas que la demi-hauteur. La profondeur de la plaque sera donc définie par un intervalle où la valeur minimale équivaut à la distance entre l'arête supérieure et la première spire de fil et où la valeur maximale représente la somme de cette distance et de la demi-hauteur du récepteur. Puisque la hauteur de la boucle mesure 4,5 cm, la demi-hauteur du système est donc de 2,25 cm. L'estimation de la profondeur avec les relations interprétatives donne une bonne indication de la position verticale de la plaque. Mise à part une surestimation de la profondeur pour la plaque verticale, la valeur calculée se retrouve dans l'intervalle prévu. De façon générale, la surestimation observée des faibles profondeurs ($z \leq 25$ m) à la figure 4.8a (section 4.5.3) semble bel et bien être un artéfact numérique.

Concernant l'estimation du pendage de la plaque des modèles réduits, les résultats apparaissent concordant aux caractéristiques réelles. En effet, l'estimation est précise. Finalement, pour la position x_0 de la plaque, la variable explicative $X_{corps_{27}}$ a été choisie comme estimateur. Le résultat s'avère concluant, peu importe le pendage de la plaque. Si elle ne donne pas exactement la position de la projection verticale de l'arête supérieure de la plaque, la valeur observée présente une variation inférieure à 14 %.

La vérification de l'estimation de la conductance pour une plaque d'aluminium de 6 mm d'épaisseur permet aussi de tester la robustesse des relations de régression. La plaque étant deux fois plus épaisse que celle utilisée précédemment, la conductance devrait doubler, si toutefois elle est encore considérée comme mince. Voici le résultat pour cette plaque en position verticale avec trois profondeurs différentes :

Tableau 4.6. Application des relations d'interprétation sur les modèles réduits
(plaque de 6 mm d'épaisseur)

S (S)	z : [z_{\min}, z_{\max}] (m)	θ (°)	x_0 (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)	x_0' (m)
248	[26,44]	90	100	135	47	92	100
248	[104,122]	90	100	126	114	90	105
248	[182,200]	90	100	88	237	93	102

Une fois de plus, l'estimation du pendage est satisfaisante. Par contre, le calcul de la profondeur devient moins précis pour des valeurs de z supérieures à a . L'erreur est néanmoins inférieure à 20 %. Finalement, le résultat de l'estimation de la conductance coïncide presque avec les valeurs calculées pour la plaque de 3 mm. Une hypothèse peut expliquer les résultats. La plaque de 6 mm n'est pas mince (section 3.3.2). Ainsi, les équations résultantes de la régression ne semblent plus valides pour quantifier la conductance. Par contre, elles restent performantes pour estimer la profondeur et le pendage du conducteur.

La faible quantité de modèles à échelle réduite ne permet pas de pousser davantage la validation des résultats de la régression. Il faut ajouter que la précision au niveau de la modélisation à échelle réduite ne correspond pas à celle de la modélisation numérique. Elle est de $\pm 5^\circ$ pour l'angle de pendage et de ± 1 mm pour la profondeur entre l'arête supérieure de la plaque et le niveau du récepteur.

4.7 Plaques épaisses

4.7.1 Théorie

Pouvoir modéliser des plaques épaisses constitue un intérêt certain pour l'industrie. En effet, l'objectif ultime étant de trouver une mine, le tonnage de minerai est tout aussi important sinon plus que la teneur de celui-ci. Un des principaux attraits de la configuration à boucle simple consiste en la différence dans la forme du profil entre une plaque mince et une plaque épaisse. Ogilvy (1983) a illustré le changement de forme du signal au-dessus d'une plaque de plus en plus épaisse lors de modélisation à échelle réduite. Il affirme qu'à partir du moment où une plaque n'est plus mince, l'augmentation de son épaisseur ou de sa conductivité devrait transformer graduellement le double pic du profil en un dôme. En augmentant la conductance, l'algorithme LEROI n'a pas permis de reproduire ce phénomène.

Physiquement, le phénomène associé à la modification de la forme du profil s'explique comme suit. Lorsqu'une plaque est mince, les courants induits à l'intérieur sont confinés dans un seul plan, celui de la plaque mince. Ils ne constituent qu'un seul anneau de courant et ils ne peuvent pas migrer. Ils s'atténuent dans le temps. Directement au-dessus de la plaque, la composante verticale du champ secondaire engendré par le courant de Foucault sera nulle. Le profil mesuré prend alors la forme d'un double pic avec des couplages maximum de part et d'autre du conducteur et une valeur minimale au-dessus de ce dernier.

Dans le cas d'une plaque épaisse, on observe une variation de la distribution des courants induits dans le temps. Au début de l'induction, les courants circulent en périphérie du corps sur chacune des faces du conducteur épais. La lecture effectuée au-dessus inclut les composantes verticales des champs engendrés par les courants

surfiques. Les courants qui circulent sur l'arête supérieure du conducteur augmentent significativement l'intensité du voltage mesuré. Lorsque l'épaisseur du corps s'avère importante, le champ secondaire mesuré sera maximal au-dessus de la plaque et le profil des premiers canaux formera un dôme. Au fur et à mesure que les courants de Foucault se dispersent dans la plaque, leur distribution spatiale s'uniformise. Le courant volumique résultant s'aligne selon l'extension latérale de la plaque tout comme le courant surfique d'une plaque mince. L'intensité du champ secondaire au-dessus du conducteur est donc minimale, mais non nulle à cause de l'effet de son volume.

4.7.2 Méthode de discrimination

La modélisation à échelle réduite de plaques épaisses a permis d'établir des relations qualitatives entre l'épaisseur d'une plaque et la forme du profil. Le tableau 3.3 présente la liste des modèles réalisés pour l'étude de la variation de l'épaisseur d'une plaque. Le temps considéré pour le calcul de la profondeur de diffusion est 1 ms, soit le temps d'échantillonnage utilisé dans la régression pour calculer les caractéristiques du canal 12. Dans ce projet de recherche, une plaque est estimée mince lorsque le profil mesuré au-dessus de celle-ci présente un double pic à partir de 1 ms et que l'amplitude du creux est égale au niveau du bruit. À priori, le profil constitue la seule information disponible sur le terrain pour interpréter la géologie. Les figures A.17 à A.20 en annexe illustrent les profils mesurés au-dessus des modèles analogiques.

En premier lieu, l'estimation des propriétés d'une plaque de 3 mm a été établie comme juste. Cette épaisseur possède la même grandeur que la profondeur de diffusion de la plaque pour un temps d'échantillonnage de 1 ms (tableau 3.1). En deuxième lieu, l'application des relations interprétatives sur la plaque de 6 mm n'a pas donné les résultats escomptés quant à l'estimation de la conductance. De ce fait, une plaque dont l'épaisseur égale 2δ ne peut être considérée comme étant mince. Une ambiguïté découle

de cette conclusion car le profil mesuré au-dessus de la plaque de 6 mm (figure A.17), présente la même forme que pour une plaque mince. En dernier lieu, la modélisation en laboratoire de plaques mesurant 26 à 78 mm d'épaisseur ne présente plus de double pic à 1 ms après la coupure du courant, mais plutôt un dôme (figure A.18 à A.20). Plus la plaque s'épaissit et plus le dôme persiste dans le temps. Pour une plaque de 78 mm d'épaisseur, il n'y a plus de double pic avant un temps d'échantillonnage de 10 ms. L'épaisseur d'une plaque de 26 mm équivaut à 10 fois la profondeur de diffusion. Dans l'ensemble des cas, il semble que la variation de la profondeur n'influence pas tellement la forme du profil en fonction de l'épaisseur de la plaque.

Ainsi, faisant suite à ces observations, les conclusions suivantes peuvent être tirées. D'abord, une plaque dont le profil présente un dôme à 1 ms est considéré comme étant épaisse. Dès lors, l'évaluation est directe et l'application des relations interprétatives devient impossible compte tenu de la forme du profil. Cette situation se présente lorsque l'épaisseur de la plaque dépasse 10δ à 1 ms ou encore lorsqu'elle représente plus de 20 % de la longueur du côté de la boucle. Pour une plaque dont l'épaisseur représente entre 2 et 10 fois la profondeur de diffusion ou 5 % à 20 % de la longueur du côté de la boucle, le profil de la fenêtre d'échantillonnage située à 1 ms passera graduellement d'un dôme à un double pic. L'amplitude du creux entre les deux pics diminuera conséquemment pour atteindre le niveau de bruit lorsque l'épaisseur de la plaque mesurera 2δ . Dans cet intervalle d'épaisseur, il est encore possible de discerner la présence d'un corps épais. Par contre, pour une plaque présentant une épaisseur égale à 2δ ou $0,05a$, les résultats du tableau 4.6 démontrent que l'estimation du pendage et de la profondeur sont valides, mais que le calcul de la conductance n'est pas juste.

Bien entendu, cette étude concernant la discrimination de l'épaisseur d'une plaque n'est pas exhaustive. La modélisation de plaques possédant des épaisseurs intermédiaires entre 5 % et 20 % de a aurait permis d'ajouter davantage d'informations à l'étude.

Celle-ci ne permet que de définir les limites d'application des relations interprétatives par rapport à l'épaisseur d'un conducteur de type plaque.

4.8 Application des relations interprétatives sur des plaques 2D

Comme expliqué à la section 3.3.2, la plaque utilisée lors de la modélisation numérique ne peut pas être considérée comme une plaque aux dimensions infinies. Les résultats de la régression sont donc basés sur l'interprétation de plaques aux dimensions finies. Afin de s'assurer que l'application de ces équations sur des données de terrain où le conducteur possède de très grandes extensions ne soit pas biaisée, des tests numériques ont été effectués.

Les tests ont été réalisés sur des plaques présentant divers pendages. Le couplage entre le champ primaire et le conducteur influence l'intensité du signal. Ce couplage diffère selon le prolongement en profondeur de la plaque, principalement lorsque son pendage est faible. Aussi, diverses valeurs de conductances et de profondeurs ont été utilisées afin d'inclure le plus de situations possibles. Au niveau des dimensions de la plaque, trois situations ont été modélisées. Dans le premier cas, la plaque est infinie, c'est-à-dire que son extension latérale et en profondeur est égale à six fois la longueur du côté de la boucle, soit 600 m (Buselli et Thorburn, 1986). Un autre cas se caractérise par une plaque d'une extension latérale infinie, mais d'un prolongement en profondeur fini équivalent au facteur de similitude géométrique près à celui de la plaque d'aluminium utilisée en laboratoire, soit 360 m. Finalement, dans le dernier cas l'extension latérale a été étendue jusqu'à 1000 m afin de s'assurer d'être en présence d'une dimension infinie. Le tableau suivant présente les résultats :

Tableau 4.7 : Application des relations sur des modèles 3D et 2D

Extension latérale (m)	Prolongement en profondeur (m)	S (S)	z (m)	θ (°)	x_0 (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)	x_0' (m)
600	600	50	50	60	400	71	65	64	400
600	600	50	10	45	400	62	24	56	400
600	360	50	10	90	400	84	31	88	400
600	360	100	10	75	400	100	21	78	400
1000	360	400	10	75	400	472	24	77	400
1000	360	250	100	30	400	325	75	28	400
1000	600	250	100	30	400	339	77	29	400

Malgré toutes les variations des dimensions de la plaque, les estimations restent relativement précises. La précision de la conductance diminue. Toutefois, le respect de l'ordre de grandeur est maintenu. En ce qui concerne la profondeur, les estimés sont moins précis. Le changement de dimension affecte le calcul de la profondeur. Encore ici, le biais associé à la modélisation numérique de plaques présentant de faibles profondeurs est conservé. Les profondeurs de 10 m sont surestimées. Toutefois, la profondeur calculée demeure conséquente de la valeur réelle de la plaque. Au niveau du pendage, les relations d'interprétation sont précises. Ainsi, les équations résultant de la régression sont relativement robustes lorsqu'elles sont appliquées sur des conducteurs de dimensions infinies.

4.9 Autres sujets connexes

4.9.1 Résolution spatiale

La résolution spatiale d'un système se caractérise par sa capacité à distinguer deux conducteurs adjacents dans le sol. Physiquement, une inductance mutuelle entre les

deux corps conducteurs apparaît lors de mesures géophysiques si ces derniers se situent à des distances suffisamment rapprochées. Le champ magnétique secondaire d'un des conducteurs induit alors des courants de Foucault dans le conducteur voisin et vice versa. La réponse au récepteur devient très complexe. Les champs secondaires des deux corps se superposent. Dépendamment de la distance entre les deux plaques, le profil prend différentes formes.

L'anomalie de la configuration à boucle simple peut présenter trois types d'anomalies selon la distance entre les deux plaques. D'abord, le profil prend la forme de deux anomalies consécutives ou un quadruple pic, lorsque les deux conducteurs sont suffisamment distants. Toutefois, pour des corps très rapprochés, le profil ne présente qu'un seul double pic, comme c'est le cas pour une plaque isolée. La réponse mesurée représente la fusion de la réponse des deux corps. Il existe également une réponse intermédiaire qui prend la forme d'un triple pic et de deux minimums. Ogilvy (1983) a étudié, à l'aide de modèles à échelle réduite, la résolution horizontale de la configuration à boucles coïncidentes pour trois séparations différentes : 25 %, 50 % et 100 % de la longueur du côté de la boucle a . Il a utilisé des plaques minces tridimensionnelles de 40 600 S. Ses résultats montrent que pour une séparation égale ou inférieure à 25 % du côté de la boucle, le profil présente un pic double avec un minimum de couplage entre les deux corps. Ce creux présentera plus ou moins d'intensité en fonction de la conductance et de la profondeur des plaques. Pour une séparation représentant 50 % à 100 % du côté de la boucle, le profil dessine une forme à trois maximums et deux minimums. Il est toutefois encore impossible de distinguer deux anomalies.

Une étude de la résolution spatiale a été réalisée en laboratoire à l'aide de modèles à échelle réduite (tableau 3.4). Cependant, contrairement à Ogilvy, deux plaques d'aluminium, mais d'épaisseur différente ont été utilisées. La première, celle de gauche sur le profil, possède une épaisseur de 6 mm alors que celle de droite possède une épaisseur de 3 mm.

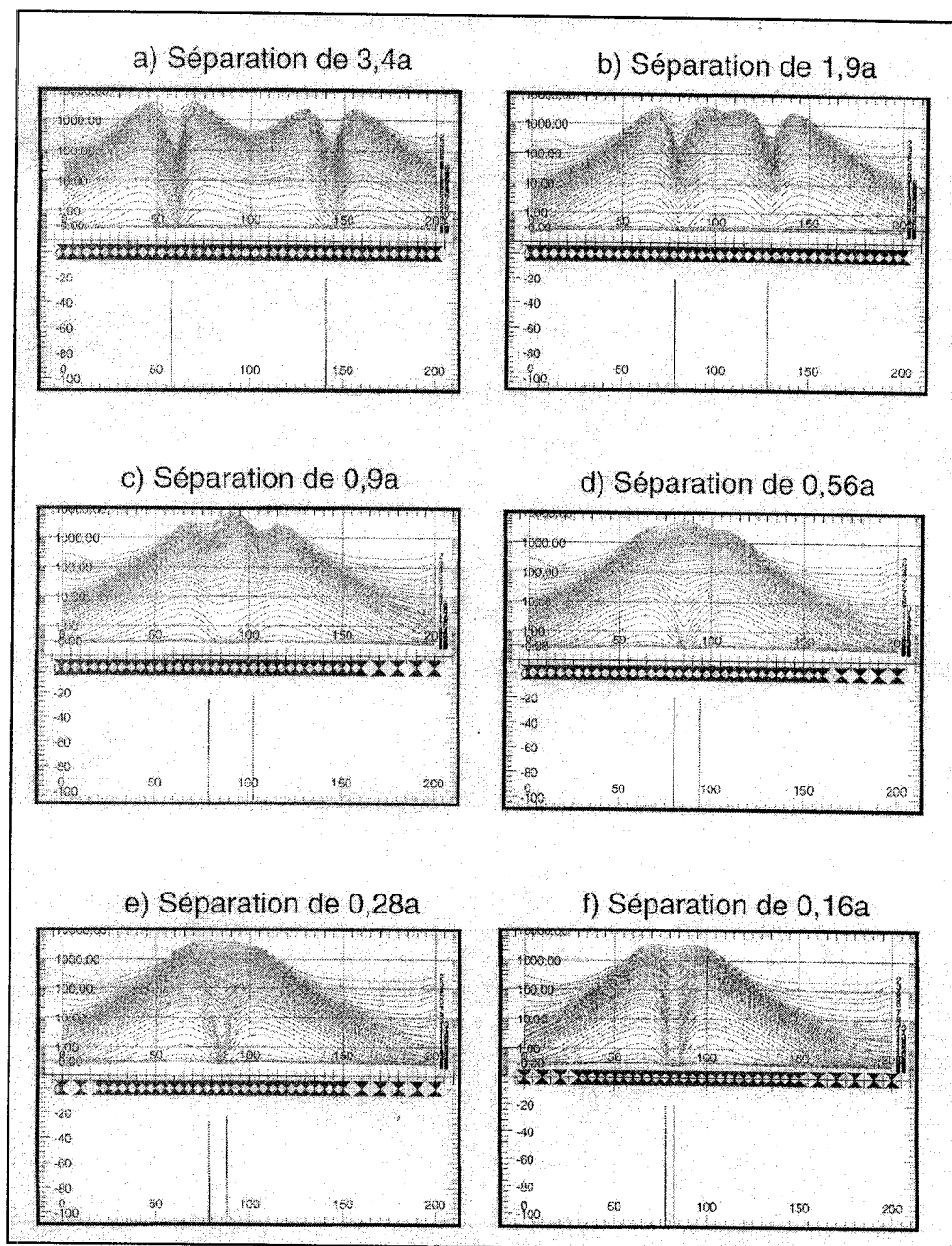


Figure 4. 10. Évolution du profil au-dessus de deux plaques verticales séparées par une distance variable. Pour chacun des graphiques, l'axe des x représente la distance des stations d'échantillonnage (m), l'axe supérieur des y indique le voltage mesuré (μV) et l'axe inférieur la profondeur (m).

Elles sont enfouies à une profondeur de $0,40a$. Ce sont les mêmes plaques que décrites au chapitre 3. Les distances étudiées représentent 340 %, 190 %, 90 %, 56 %, 28 % et 16 % du côté de la boucle. La figure 4.10 suivante illustre la transformation du profil en fonction du rapprochement des deux plaques. Lorsque la séparation entre les deux est supérieure à $1,9a$ il est possible de distinguer deux anomalies. L'application des relations interprétatives peut alors donner une estimation des propriétés de chacune des plaques. Par contre, lorsque la distance entre les deux conducteurs est près de $1,9a$, la symétrie entre les deux pics de chaque anomalie commence à se déformer et l'estimation du pendage peut être biaisée. Comme illustré à la figure 4.10b, le pic situé entre les deux plaques subit l'influence de l'autre plaque. Une estimation des propriétés de chaque plaque a été faite puis comparée avec les estimés obtenus pour chacune des plaques isolées. Le résultat, illustré au tableau 4.8, montre que le calcul du pendage, de la profondeur et de la conductance est précis, dans le cas où les plaques sont séparées par plus de trois fois la longueur du côté de la boucle. Encore ici, il est possible d'observer la confusion dans l'estimation de la conductance de la plaque de 6 mm. Pour une distance de séparation de $1,9a$, les estimations du pendage, de la conductance de la plaque de 3 mm sont encore précises. Par contre, la profondeur calculée devient moins juste.

Tableau 4.8. Application des relations interprétatives sur des modèles multiplaques

t (mm)	S (S)	z [z_{\min}, z_{\max}] (m)	θ (°)	x_0 (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)	x_{27}' (m)	Notes
6	248	[26,44]	90	100	135	47	92	100	Plaque isolée
6	248	[26,44]	90	58	137	49	92	58	2 plaques séparées par $3,4a$
6	248	[26,44]	90	80	127	58	87	80	2 plaques séparées par $1,9a$
3	124	[26,44]	90	100	113	55	92	100	Plaque isolée
3	124	[26,44]	90	143	138	44	91	145	2 plaques séparées par $3,4a$
3	124	[26,44]	90	128	124	63	85	129	2 plaques séparées par $1,9a$

Lorsque la distance entre les deux plaques représente entre 2 et $0,5a$, le profil dessine une anomalie à trois pics sur les premiers canaux, suivie d'une anomalie à deux pics sur les dernières fenêtres. Plus la distance diminue et plus la transition entre les canaux présentant un triple pic et ceux présentant un pic double survient à des temps précoces. Cette forme spéciale prise par le profil constitue un bon indicateur de la présence de plus d'un corps. Finalement, pour une séparation inférieure à 28 % du côté de la boucle (figures 4.10e et 4.10f), le profil prend la forme d'un levé effectué au-dessus d'un corps épais. L'application de la méthode d'interprétation donne des résultats plausibles, mais biaisés. Une façon de remédier à ce problème serait de réaliser successivement deux profils de mesures au-dessus de l'anomalie avec des tailles de boucles différentes. L'utilisation d'une boucle plus petite permettrait une meilleure résolution latérale, si toutefois les stations de lectures sont suffisamment rapprochées.

L'algorithme LEROI permet de calculer la réponse pour un levé réalisé au-dessus de deux plaques. Le code tient compte de l'induction mutuelle entre les deux conducteurs. Il a su prouver sa robustesse lors d'une comparaison pour un modèle donné avec le résultat mesuré en laboratoire sur les modèles à échelle réduite.

Les résultats obtenus suite à la modélisation en laboratoire et présentés au tableau 4.8 confirment les conclusions proposées par Ogilvy (1987). Cette étude ne comprend que le cas de plaques verticales. Il existe évidemment une multitude de possibilités de modèles où le nombre de plaques peut varier ainsi que la conductance, la profondeur et le pendage de chacune d'entre elles. L'objectif de cette étude n'est pas d'analyser en détail la résolution latérale de la configuration, mais plutôt de valider l'application de la méthode d'interprétation lorsque le levé est fait sur un conducteur multiple sub-vertical. Ainsi, les résultats présentés plus haut montrent que pour des corps séparés par une distance supérieure à $1,9a$ et enfouies à une profondeur de moins de $0,4a$, l'application des relations interprétatives s'avère sûre.

4.9.2 Azimut du profil

L'azimut est caractérisé par l'angle créé entre l'extension latérale du conducteur et la ligne de mesure géophysique. Pour une plaque finie, l'azimut n'affecte pas significativement la forme et l'amplitude du profil. Une différence est observable à partir du moment où le levé fait un angle inférieur à 30° par rapport à la direction structurale du conducteur (Ogilvy, 1983). Un évasement des pics apparaît alors. Ogilvy (1987) a observé une diminution moins rapide du signal de part et d'autres du conducteur, c'est-à-dire, un évasement des pics. Dans le cas d'une plaque 2D, il n'y a pas d'effet sur l'amplitude de la réponse. Pour une plaque semi-infinie, l'amplitude maximale de l'anomalie diminue d'un facteur plus ou moins égal au sinus de l'angle aigu entre la ligne de mesure et l'extension latérale.

Quelques tests ont été faits à l'aide du logiciel EM Vision afin de vérifier l'effet de la variation de l'azimut du levé sur les estimations. La modélisation a été faite pour une plaque de même dimension que précédemment, soit 312 par 360 m. Différentes valeurs de pendage, de conductance et de profondeur ont été utilisées pour tester davantage la méthode d'interprétation. Le tableau 4.9 présente les résultats :

Tableau 4.9. Effet de la variation de l'azimut du levé

S (S)	z (m)	θ ($^\circ$)	S' (m)	z' (m)	θ' ($^\circ$)	Azimut ($^\circ$)
100	25	60	99	15	56	90
400	50	90	310	63	91	90
50	75	45	51	62	43	90
100	25	60	89	34	62	75
400	50	90	319	75	93	75
50	75	45	50	68	44	75
100	25	60	96	31	64	60
400	50	90	295	85	93	60
50	75	45	48	66	41	60

Selon ces résultats, on peut conclure qu'une variation allant jusqu'à 60° de l'azimut du levé n'affecte pas réellement l'interprétation de la conductance et du pendage de la plaque. Toutefois, la profondeur interprétée s'en trouve affectée. Elle perd de la précision, notamment pour une plaque verticale de 400 S enfouie à 50 m où le levé est fait avec un angle de 60° par rapport au conducteur. La profondeur est systématiquement surestimée de plus en plus avec la diminution de l'angle du levé.

4.9.3 Levé non centré sur le conducteur

Spies, Velikin, Bulgakov et Fokin (Buselli *et al.*, 1985) ont étudié à l'aide de modèles réduits l'effet du décentrage d'un levé par rapport à l'extension latérale d'un corps. Lorsque le levé est réalisé à l'extérieur d'un corps non vertical à une distance supérieure à la longueur du côté de la boucle, on observe une inversion de l'asymétrie, c'est-à-dire que le petit pic se situe du côté du prolongement de la plaque contrairement à ce qui est attendu. Ce phénomène peut alors entraîner une interprétation complètement fausse du pendage de la plaque. Cette situation se limite toutefois pour une profondeur d'enfouissement inférieure à $0,5a$.

Cette situation illustre une limite de l'outil d'interprétation développé dans le cadre de ce projet. Le modèle géophysique utilisé stipule que le levé est réalisé au centre du conducteur. Puisque la configuration à boucle simple ne mesure que le champ vertical, il s'avère impossible de déterminer si le conducteur se prolonge de part et d'autre de la ligne de levé, à moins de réaliser des profils parallèles.

Chapitre 5

Application sur des données de terrain

5.1 La propriété Chutes-des-Passes

La propriété Chutes-des-Passes se situe au nord du Lac Saint-Jean à environ 150 km au nord du village de Saint-Ludger de Milot. Elle se trouve à l'intérieur des feuillets SNRC 22E15, 22E14 et 22E10. Ce projet de prospection minière résulte d'une entente d'option survenue en juin 1999 entre SOQUEM inc. et la compagnie Les Mines d'or Virginia. En juin 2001, la propriété comptait 735 claims totalisant 11563,8 hectares. Une carte de localisation de la propriété est présentée à la figure 5.1. Chutes-des-Passes compte 10 secteurs d'intérêt soit les grilles Paul, Manouane, Nourricier A, Nourricier B, Nourricier Noir, DNE, MHY, Lopo, Houlière et Duhamel. Toutefois, seules les grilles DNE et Houlière font partie du cadre de cette maîtrise. Le nickel et le cuivre sous forme de pentlandite et de chalcopryrite constituent les métaux de base présents sur la propriété.

Le secteur est couvert de roches protérozoïques de la Province de Grenville. Elles sont principalement composées de roches intrusives associées à la Suite anorthositique de Lac Saint-Jean considérée comme le plus grand massif anorthositique au monde. Cette suite se présente sous forme de lobes coalescents d'anorthosite, de leuconorites, de norite, de gabbronorite, de gabbro à olivine et de gabbro. Les roches encaissantes font partie d'un complexe gneissique et se composent de gneiss quartzofeldspathique à hornblende-biotite, gneiss granulitique, gneiss rubané et de gneiss gabbroïque. Le métamorphisme affectant ces roches serait du faciès supérieur des amphibolites ou des granulites (Hébert et Beaumier, 2000).

Plus localement, la totalité de la propriété est constituée d'un assemblage d'anorthosite, d'anorthosite à apatite, de norite, de troctolite, de pyroxénite, de péridotite à apatite et de magnétite. Ces roches sont très déformées. Elles ont été affectées par l'orogénie grenvillienne et présentent des épisodes de chevauchements ainsi que de grandes zones de failles (Roy, 2001). Ces roches sont recouvertes d'une fine couche de sable et graviers résistants, exempt de toute trace d'argile. Le mort-terrain présente une épaisseur de deux à cinq mètres, pas plus.

Le modèle du mode de mise en place de la minéralisation sur Chutes-des-Passes a été décrit précédemment au chapitre 3. Les dépôts sont associés à des gîtes du type nickel-cuivre magmatiques associés à des intrusions mafiques et ultramafiques (Eckstrand, 1996). Les indices minéralisés présents sur Chutes-des-Passes correspondent plus précisément à des dépôts de nickel et de cuivre associés à des complexes anorthositiques. Le nickel, cuivre et cobalt constituent la minéralisation présente sur la propriété. Le nickel se retrouve sous forme de pentlandite et en inclusions dans la pyrrhotite. Quoique les zones minéralisées soient très variables en termes d'épaisseur et de pendage, les teneurs en métaux demeurent relativement constantes. Deux des meilleurs forages réalisés en juin 2000 sur la grille MHY ont rapporté des intersections

de 0,84 % Ni, 0,50 % Cu et 0,10 % Co sur 10,15 mètres (forage 1279-00-08) et de 1,15% Ni, 0,56 % Cu et 0,15 % Co sur 4,5 mètres (forage 1279-00-10) (Roy, 2001).

Les données de terrains utilisées dans le cadre de ce projet ont été prises en deux phases distinctes durant l'année 2001. La première a eu lieu en mars 2001 et la deuxième, en mai. L'appareil utilisé fut un SIROTEM mk3 avec la configuration à boucle simple. Les spécifications techniques restent les mêmes que lors de la modélisation numérique et de celle à échelle réduite. Le mode d'échantillonnage *early time* accompagné d'un délai de 200 μ s a été utilisé. Le temps d'échantillonnage s'étend entre 0,25 et 60,775 ms. Le courant moyen circulant dans la boucle était de 6,3 A. Une boucle de 25 m de côté avec trois tours de fils a été employée pour un moment magnétique dipolaire total de 13 125 A·m². Le temps de rampe comptait 140 μ s et les stations de mesures se trouvaient espacées de 12,5 m au-dessus d'une anomalie et de 25 m ailleurs.

5.2 Préparation et traitements des données

Avant d'appliquer les relations d'interprétation sur les données de terrain, ces dernières ont subies quelques traitements. Tout d'abord, les données ont été organisées en une matrice de la forme suivante :

X_1	V_{a-1}	V_a	V_{b-1}	V_b	V_{c-1}	V_c
X_2
...
X_n

La position de chaque station de mesure constitue la première colonne. Les six colonnes suivantes présentent le voltage mesuré. Les variables V_a , V_b et V_c réfèrent aux canaux

représentatifs définis suite à l'analyse en composantes principales. Ils représentent respectivement le voltage mesuré à 1, 5 et 10 ms après la coupure du courant. Les mesures de voltages au canal précédent chacun des canaux représentatifs figurent aux colonnes 2, 4 et 6.

Une spline cubique est ensuite effectuée sur les données afin d'uniformiser le pas d'échantillonnage des stations et de lisser le profil mesuré. Dans le cas des données de terrain recueillies sur Chutes-des-Passes, l'interpolation a été calculée à tous les 5 m, voire même à tous les mètres. Comme les caractéristiques ne tiennent pas compte du voltage brut, aucune normalisation n'a été effectuée.

5.3 Application de l'outil d'interprétation

Les deux campagnes de levés au SIROTEM réalisées sur la propriété Chutes-des-Passes ont permis d'identifier plus de 27 anomalies sur l'ensemble des grilles. Avant d'appliquer les relations interprétatives, un tri des profils a été effectué afin de ne considérer que ceux ayant été forés. De toute évidence, il n'est possible de valider les équations qu'en présence d'informations géologiques précises tels des résultats de forage. Par la suite, parmi les anomalies disponibles, l'analyse de la forme du profil a été faite afin d'éliminer les cas d'occurrence évidente de conducteurs multiples. Cette étape de sélection essentielle a éliminé beaucoup de possibilités. Les exemples retenus répondent aux conditions préliminaires d'application de relations interprétatives. C'est-à-dire que le levé est effectué au centre de l'extension latérale du conducteur et que celui-ci est éloigné par plus de deux fois la longueur du côté de la boucle d'un autre conducteur. Les anomalies répondant à ces conditions sont celles des lignes 4+50 N et 10+50 N de la grille Houlière ainsi que l'anomalie de la ligne 3+00 N de la grille DNE.

5.3.1 Exemple 1 : Ligne HOUL 4+50N

A) Présentation des données

La ligne 4+50 N se situe sur la grille Houlière. Le profil des données brutes interpolées est illustré à la figure 5.2 et les données brutes sont disponibles à l'annexe VI. L'étude de l'apparence du profil permet de constater que le corps pourrait être épais puisque les deux premiers canaux représentatifs présentent une surélévation du creux. En effet, le couplage minimum ne se situe pas au niveau du bruit. L'oscillation à la station 2+75 E peut être le reflet des limites du conducteur ou d'une variation de sa forme. Les profils mesurés sur le terrain contiennent du bruit et ils ne sont jamais aussi parfaits que ceux modélisés. Le profil de la dérivée spatiale seconde est présenté à la figure 5.2 afin d'illustrer son utilité pour la quantification des caractéristiques liées aux fortes courbures. Les pics sont associés à des points de courbures minimums tandis que le creux du couplage minimum correspond à un point de courbure maximum.

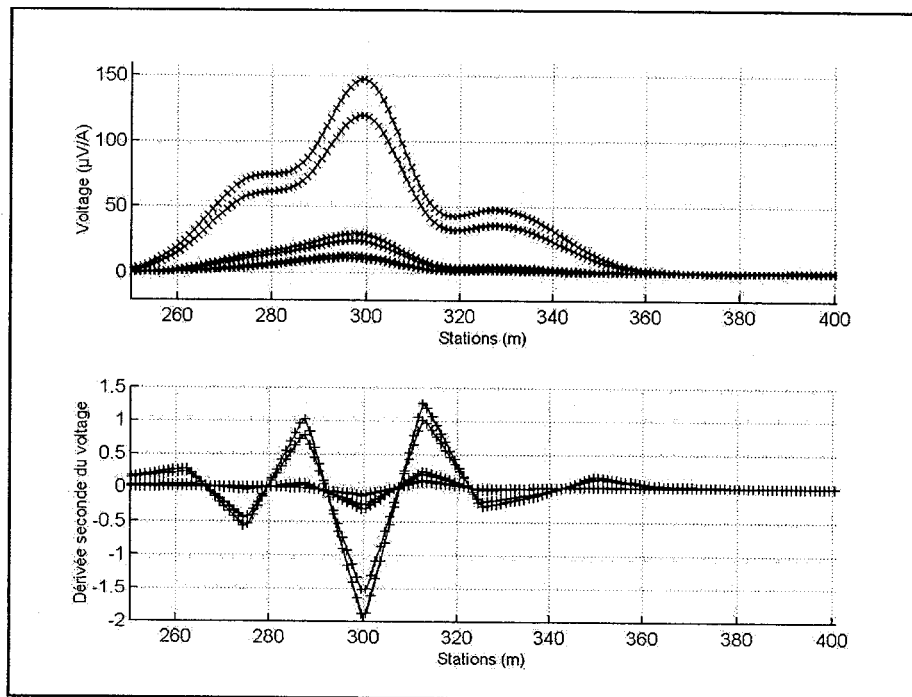


Figure 5. 2. Profil de la ligne 4+50 N de la grille Houlière; (haut) profil; (bas) dérivée spatiale seconde.

Par amplitude maximale décroissante, les canaux 11, 12, 21, 22, 26 et 27 sont illustrés.

B) Résultats

Les relations d'interprétation ont été appliquées sur les caractéristiques calculées à partir du profil. Le tableau suivant présente les résultats où seules les caractéristiques nécessaires aux équations apparaissent.

Tableau 5.1. Interprétation de l'anomalie de la ligne 4+50 N de la grille Houlière

AR_{12}	DAR_{12} (m)	DAR_{27} (m)	Tau_{22} (ms)	Tau_{27} (ms)	Xc_{12} (m)	Xc_{22} (m)	Xc_{27} (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)
3,37	1,04	1,16	4,08	7,91	313	313	313	180	7	65

L'anomalie est interprétée comme étant une plaque enfouie à 7 m et ayant un pendage de 65° vers l'ouest. Au niveau de l'estimation de la conductance, la forme du profil laisse croire que la valeur calculée de 180 S doit être questionnée. La surélévation du creux des deux premiers canaux seulement suggère que l'épaisseur du corps représente de 5 à 20 % de la longueur du côté de la boucle, soit une épaisseur d'environ 1,25 à 5 m. La position de la projection verticale de l'arrête supérieure du corps est estimée à 3+13 m.

C) Validation

Ces estimations seront validées en les comparant avec les résultats et interprétations obtenus lors d'une campagne de forage et de levés EMH *MaxMin*. Tout d'abord, l'interprétation du levé EMH à l'aide d'un nomogramme évalue la profondeur du conducteur de la ligne 4+50 N à une quinzaine de mètres sous la surface. Cette valeur concorde avec la profondeur calculée avec l'équation 4.6.

Sur cette ligne, deux trous de forage ont été réalisés : 1279-01-29 et 1279-00-02. En ce qui concerne les données de forage, la figure 5.3 présente la section construite par SOQUEM inc. faisant suite à l'évaluation des carottes. Le trou de forage 1279-01-29 se situe à la station 2+60 E et présente un pendage de 130° par rapport à l'ouest. Le forage, d'une longueur de 102 m, a intercepté le corps minéralisé à une profondeur de 41 m sur

une longueur de près de 5 m. L'épaisseur apparente du conducteur est donc de 5 m. Un mort-terrain de sable et graviers d'une épaisseur de l'ordre de deux à trois mètres a également été intercepté. Ces informations serviront à valider les estimations. Le conducteur tracé en gris pointillé large représente l'interprétation préliminaire de la compagnie tandis que celui tracé en noir découle des estimations effectuées à l'aide des relations d'interprétation. La position du trou 1279-00-02 est tracée en gris pointillé fin sur la section.

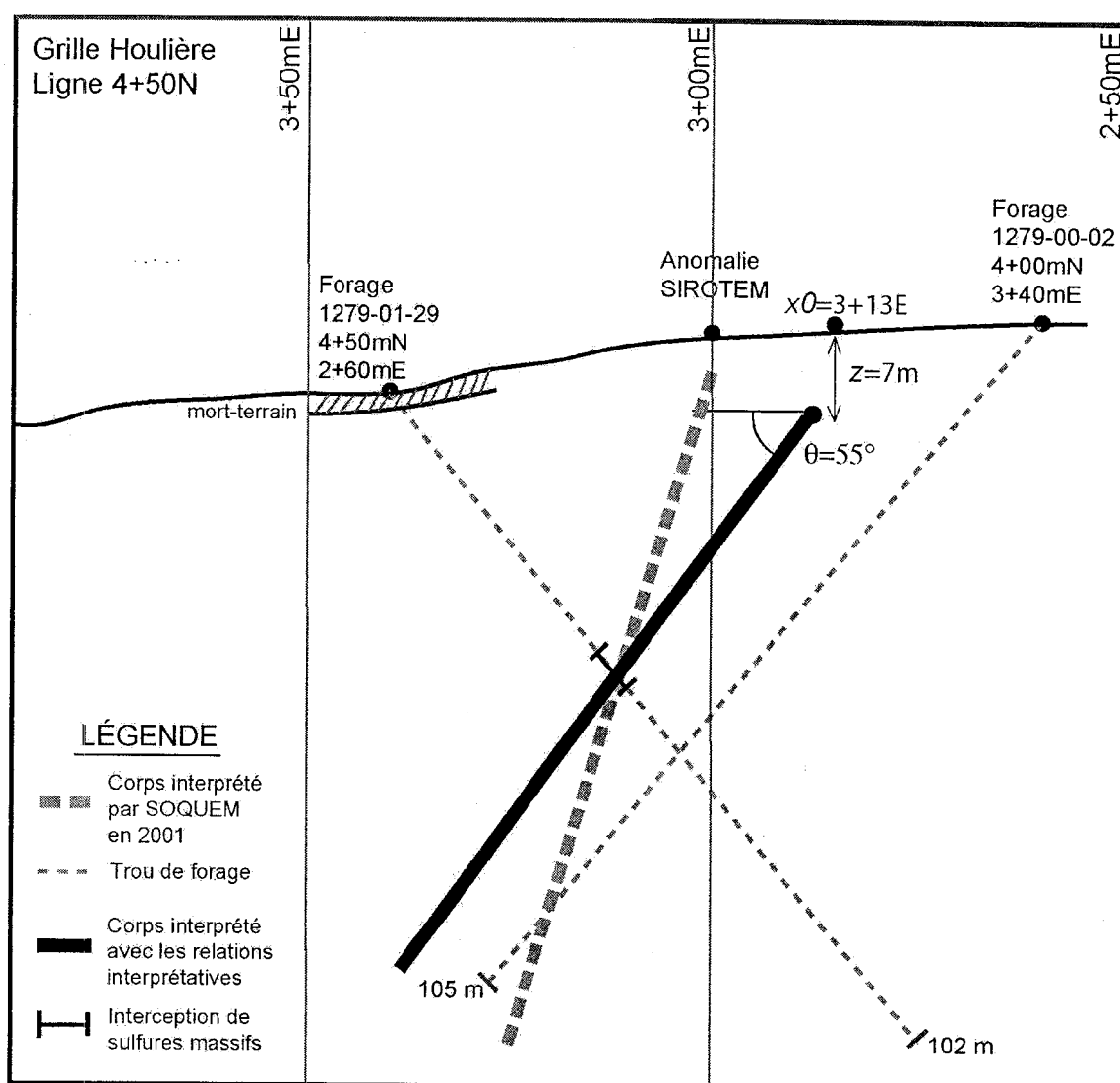


Figure 5. 3. Section de forage - ligne 4+50 N - grille Houlière.

Le tracé épais en noir a été construit de la façon suivante : la position du conducteur sur le profil a d'abord été identifiée. Ensuite, le sommet du corps a été positionné en fonction de l'estimation de z . Puis, le sommet a été relié linéairement à l'intersection du forage et des sulfures massifs. Finalement, le pendage de ce conducteur interprété a été calculé graphiquement. Le pendage ainsi obtenu est de 55° . Cette valeur est semblable à celle de 65° estimée à partir de l'équation 4.7. Évidemment, il faut un minimum de deux forages interceptant le conducteur pour caractériser adéquatement le pendage d'un corps tabulaire. Le second trou effectué sur la ligne ne rencontre pas le conducteur. Toutefois, sa position permet de définir la limite maximale de l'angle qu'il peut avoir, soit 60° . Ce résultat vient confirmer la qualité de l'estimation. La profondeur estimée à l'aide de la relation de régression reste également valable puisqu'elle est supérieure à l'épaisseur connue du mort-terrain et qu'elle se situe dans le même ordre de grandeur que celle estimée à partir des données EMH. L'épaisseur apparente du conducteur ainsi trouvée confirme les conclusions de l'étude effectuée sur les modèles à échelle réduite. Elle se situe dans l'intervalle proposé, soit entre 1,25 et 5 m. Finalement, concernant la conductance, aucune mesure électrique n'a été faite sur la propriété ce qui empêche la validation de cette propriété. Toutefois, la valeur estimée reste un indicateur des propriétés électrique basé sur la constante de temps. Le levé EMH réalisé pour la fréquence 444 Hz a permis d'estimer la conductance à 143 S, valeur qui se situe dans le même ordre de grandeur que celle estimée par la méthode.

5.3.2 Exemple 2 : Ligne HOUL 10+50N

A) Présentation des données

La deuxième application de la méthode d'interprétation concerne la ligne 10+50 N à l'intérieur de la grille Houlière. La figure 5.4 illustre le profil des données mesurées. Les données brutes sont disponibles à l'annexe VI. Tout comme dans le cas de l'exemple précédent, l'analyse de la forme du profil indique que le conducteur possède

une certaine épaisseur. D'ailleurs, le niveau d'élévation du creux suggère une épaisseur supérieure à celle de la plaque présente sur la ligne 4+50 N. En plus, le phénomène figure toujours après 5 ms.

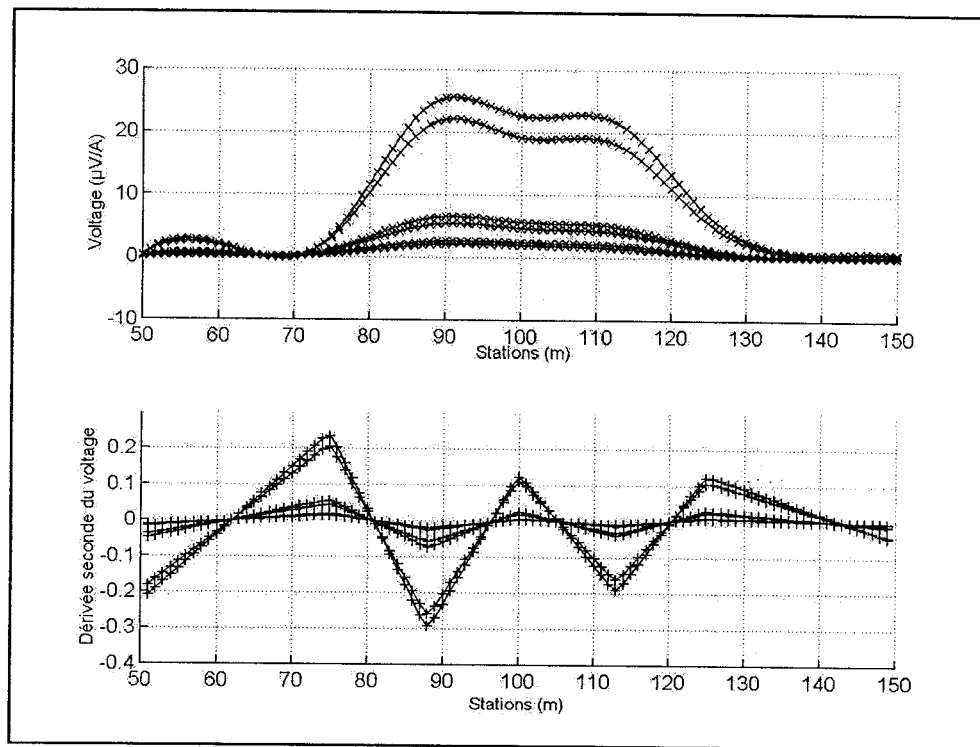


Figure 5. 4. Profil de la ligne 10+50 N de la grille Houlière; (haut) profil; (bas) dérivée spatiale seconde.
Par amplitude maximale décroissante, les canaux 11, 12, 21, 22, 26 et 27 sont illustrés.

B) Résultats

L'application des relations résultantes de la régression linéaire donne les résultats suivants.

Tableau 5.2. Interprétation de l'anomalie de la ligne 10+50 N de la grille Houlière

AR_{12}	DAR_{12} (m)	DAR_{27} (m)	Tau_{22} (ms)	Tau_{27} (ms)	Xc_{12} (m)	Xc_{22} (m)	Xc_{27} (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)
1,16	0,68	0,92	3,97	6,56	100	101	101	194	3	89

L'interprétation prévoit que la minéralisation massive est située à la station 1+00 E et qu'elle possède un pendage sub-vertical de 89°. Sa profondeur est estimée à trois mètres et sa conductance à 194 S. À nouveau, l'estimation de la conductance ne peut être valide puisque la forme du profil suggère que la plaque est épaisse. D'ailleurs, la surélévation du creux des canaux plus tardifs indique que la plaque posséderait une épaisseur plus proche de $0,2a$ que de $0,05a$.

C) Validation

Un seul forage a été réalisé sur l'anomalie de la ligne 10+50 N. Il s'agit du forage 1279-01-27. La section de forage établie par SOQUEM inc. est illustrée à la figure 5.5. Le forage se situe à la station 0+30 E et plonge dans le sol selon un angle de 130° par rapport à l'ouest. Des sulfures massifs sont interceptés à partir d'une profondeur de 78 m et sur une distance de 10 à 15 m. L'épaisseur réelle du conducteur est inférieure à cette valeur, néanmoins, l'épaisseur apparente reste quant même un indicatif pertinent. À cet endroit, le mort-terrain atteint une épaisseur de cinq mètres.

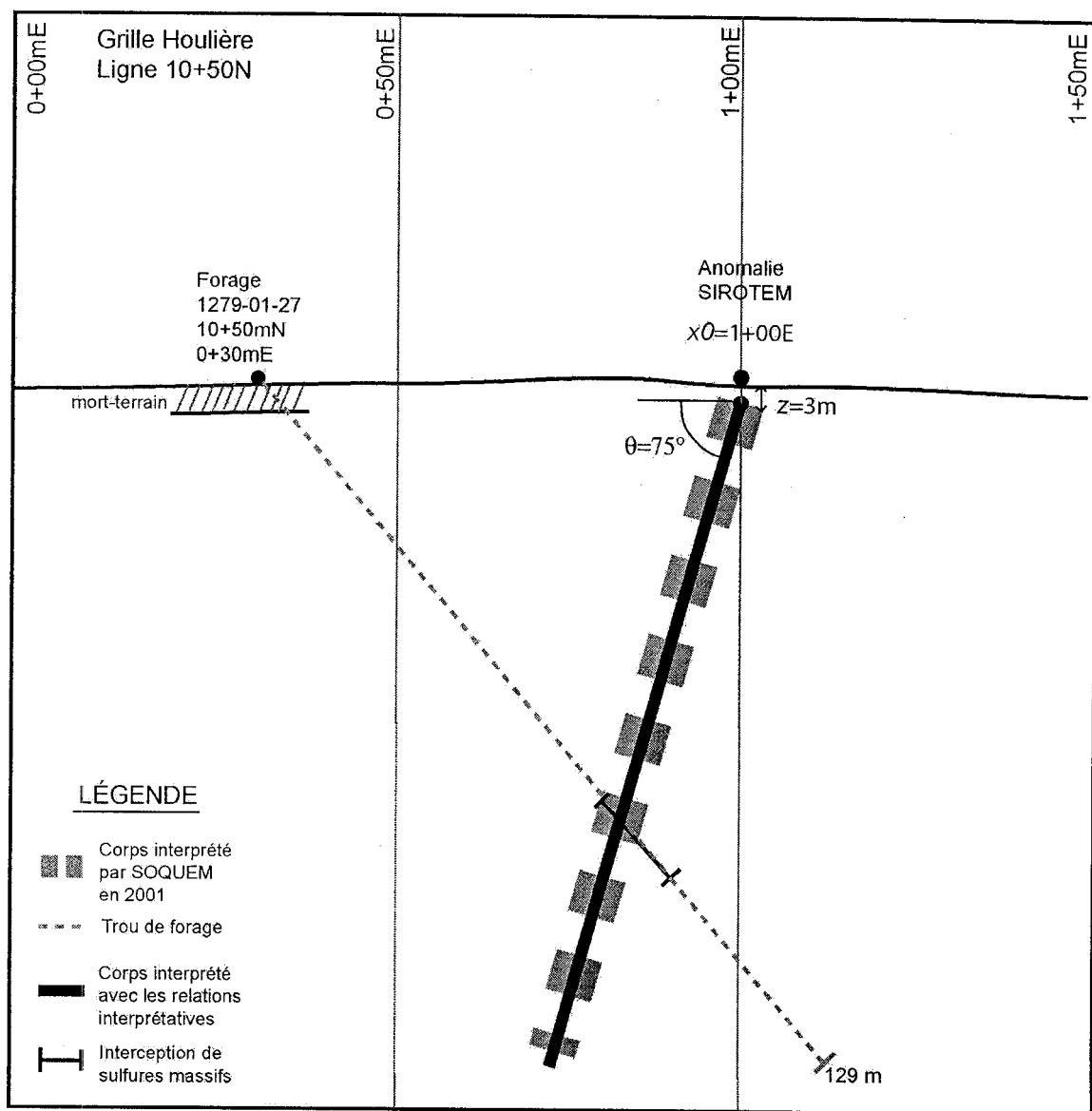


Figure 5. 5. Section de forage – ligne 10+50 N – grille Houlière.

Le positionnement, en noir, du conducteur interprété coïncide parfaitement avec les informations obtenues suite au forage. Au niveau du pendage, la quasi-symétrie de l'anomalie suggère un conducteur subvertical. L'estimation du pendage avec les relations interprétatives va dans ce sens. Graphiquement, le pendage calculé est d'environ 75° . En ce qui concerne la profondeur, la valeur obtenue de 3 m paraît réaliste compte tenu de la minceur de la couche de mort-terrain. L'interprétation faite à partir

des données provenant du levé EMH donne une profondeur de moins de 10 m. Relativement à la conductance, l'importance de l'épaisseur du corps ne permet pas d'utiliser cette valeur de façon quantitative puisque le dépôt n'est pas mince. Toutefois, il est intéressant de voir que la valeur de 194 S est très près de celle calculée pour l'anomalie de la ligne 4+50 N ($S = 180$ S) qui présentait une épaisseur moindre. La conductance calculée avec les données EMH pour la fréquence 444 Hz est de 300 S. Il aurait été intéressant d'avoir de l'information au sujet des conductivités moyennes des dépôts afin de comparer le produit conductivité-épaisseur des deux anomalies avec l'estimation de la conductance obtenue avec l'équation 4.5.

5.3.3 Exemple 3 : Ligne DNE 3+00N

A) Présentation des données

L'anomalie de la ligne 3+00 N sur la grille DNE représente le dernier exemple d'application. La figure 5.6 illustre cette anomalie. Les données brutes sont disponibles à l'annexe VI. La forme du profil suggère que le corps possède un pendage vers l'ouest (le numéro des stations diminuent vers l'ouest) et que le conducteur possède une épaisseur assez importante pour ne pas être considéré comme mince. Tout comme dans le cas de l'anomalie de la ligne 10+50 N sur la grille Houlière, les canaux significatifs présentent une surélévation du creux de couplage minimum au-dessus de niveau du bruit. Il faudra donc être critique dans l'interprétation de la conductance estimée.

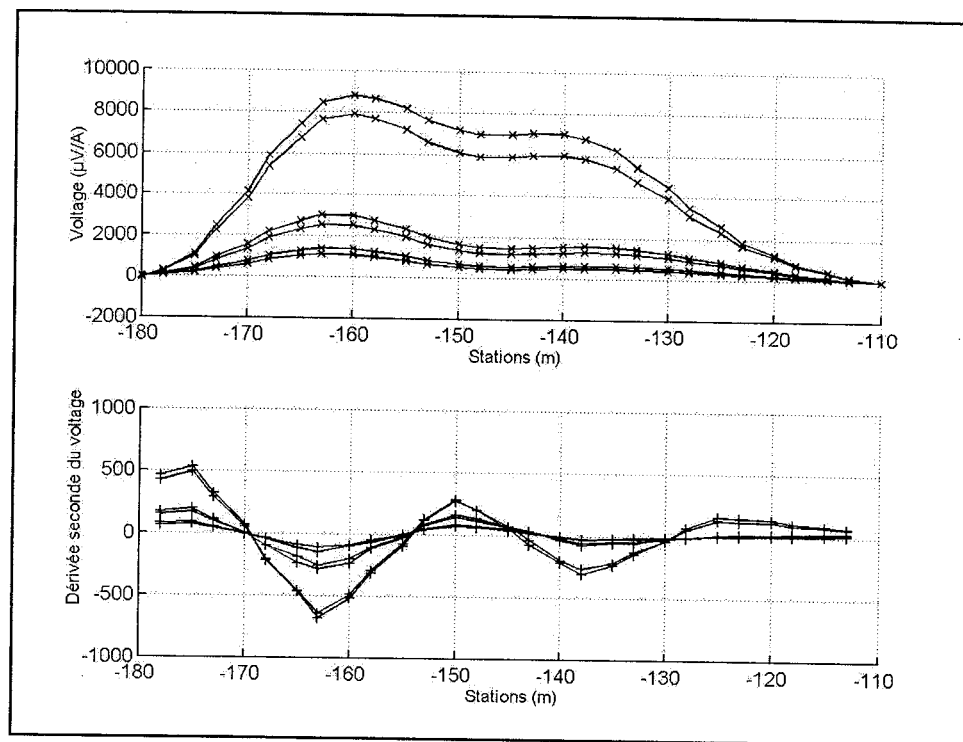


Figure 5. 6. Profil de la ligne 3+00 N de la grille DNE; (haut) profil; (bas) dérivée spatiale seconde.

Par amplitude maximale décroissante, les canaux 11, 12, 21, 22, 26 et 27 sont illustrés.

B) Résultats

Les équations résultantes de la régression ont été appliquées sur les caractéristiques du profil. Les estimations sont de 243 S pour la conductance, 6 m pour la profondeur et 85° pour le pendage. La position du conducteur sur le profil est estimée à 1+50 W.

Tableau 5.3. Interprétation de l'anomalie de la ligne 3+00 N de la grille DNE

AR_{12}	DAR_{12} (m)	DAR_{27} (m)	Tau_{22} (ms)	Tau_{27} (ms)	Xc_{12} (m)	Xc_{22} (m)	Xc_{27} (m)	S' (S)	z' (m)	θ' (°)
1,36	0,88	1,00	4,90	6,84	-150	-150	-150	243	6	85

La valeur calculée pour la conductance est plus importante que celles calculées pour les deux anomalies précédentes.

C) Validation

Le trou de forage réalisé pour expliquer l'anomalie est le trou 1279-01-36. Il est positionné sur la ligne 3+00 N à la station 2+05 W et il fait un angle de 130° (par rapport à l'ouest) avec la surface pour une longueur totale de 105 m. À cet endroit, le mort-terrain possède une épaisseur maximale de trois mètres. La section de forage interprétée par la compagnie est présentée à la figure 5.7. L'analyse des carottes recueillies a démontré la présence d'un conducteur multiple. Le premier conducteur a été intercepté à 56,5 m, le second à 72,5 m et le troisième à 90 m. Le premier et le troisième corps minéralisés consistent en veinules très minces alors que celui du centre semble posséder une épaisseur plus importante, mais cette dernière n'excède pas quatre mètres.

L'exemple de la ligne 3+00 N permet de tester la résolution spatiale de la configuration. En ne considérant que les deux premiers conducteurs pour l'interprétation, l'espacement entre les plaques dans le plan de la boucle est de 10 m. Cela représente 40 % de la longueur du côté de la boucle. L'étude de la résolution latérale avait permis de conclure que pour des corps rapprochés par moins de $0,56a$, la forme du profil est similaire à celle d'un corps épais et n'exhibe plus le troisième pic situé entre les deux plaques (figure 4.10). Ainsi, la conductance estimée résulte de la fusion des profils de chaque conducteur. C'est probablement pour cette raison qu'elle est plus élevée que pour les deux autres exemples. La campagne de levés EMH n'a pas couvert la grille DNE. De ce fait, aucune donnée n'est disponible à ce sujet. Au niveau de la profondeur et du pendage, il est difficile de déterminer si l'estimation de ces deux propriétés reflète la moyenne des propriétés de chacune des plaques prise individuellement ou si la réponse constitue le résultat de la contribution des deux, dans une proportion inconnue. Il semble toutefois que l'interprétation de la profondeur et du pendage soit juste. En effet, le pendage des conducteurs, calculé graphiquement, est de 80° . La profondeur estimée est de 6 m, ce qui est tout à fait crédible.

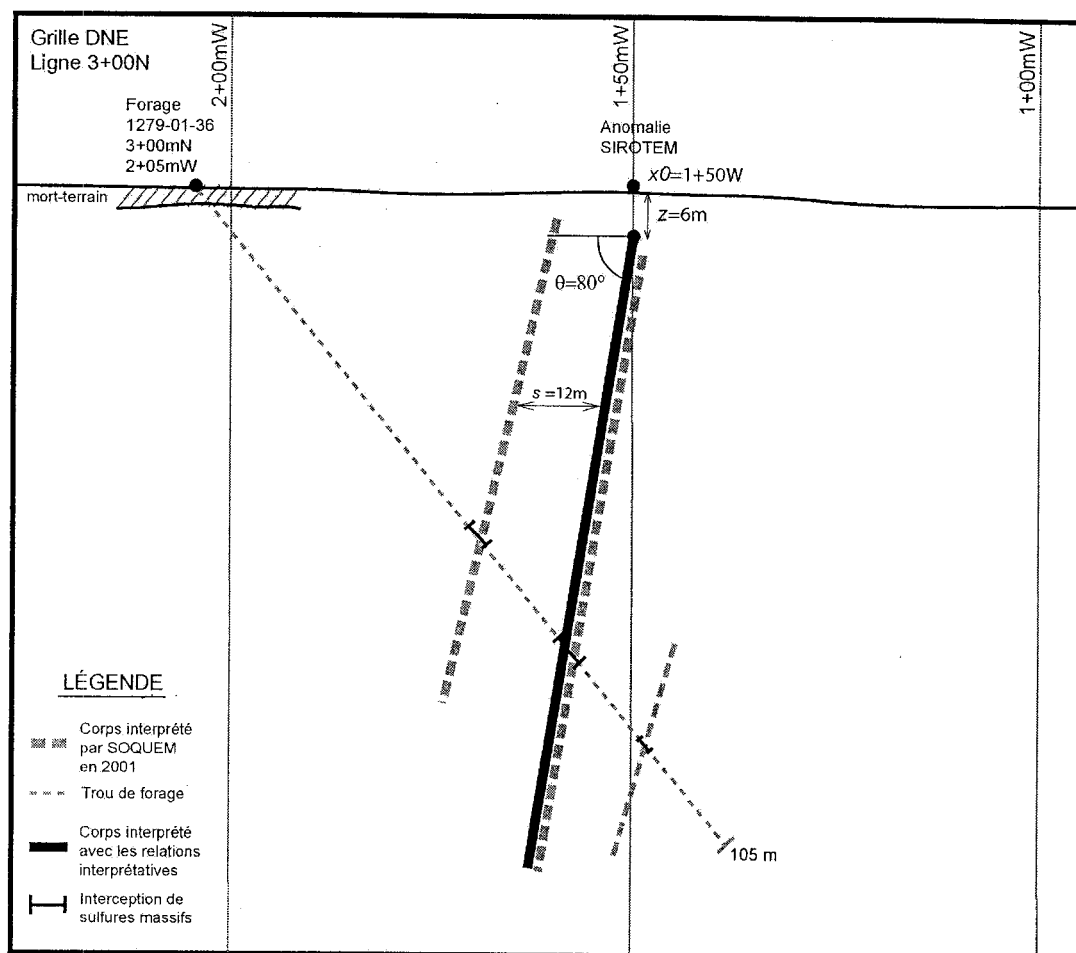


Figure 5. 7. Section de forage - ligne 3+00 N - grille DNE

Chapitre 6

Discussion

DISCUSSION SUR LES RÉSULTATS

Les relations d'interprétation calculées à partir d'une régression linéaire effectuée sur les caractéristiques d'un profil donné sont précises et robustes. Ces équations sont les suivantes :

$$\ln (S) = 3,51 + 1,28 \ln (Tau_{22}) - 0,48 \ln (DAR_{27}) \quad (4.5)$$

$$z' = - 0,83 + 0,58 (DAR_{12}) - 0,11 \ln (AR_{12}) + 0,45 \ln (Tau_{27}) + 0,10 (DAR_{27}) \quad (4.6)$$

$$\theta^{\circ} = 92,7 - 22,42 \ln (AR_{12}) + 8,09 (\ln (AR_{12}) \cdot \ln (DAR_{12})) \quad (4.7)$$

Leur application sur des modèles à échelle réduite et sur des données de terrain a été concluante. Dans la majorité des cas, l'estimation du pendage est fiable. Il est à noter que dans le cas de l'application sur la propriété, aucun des trous de forage n'a été arpenté. Ceci dit, il est fort probable que les forages aient dévié et que cette déviation ait eu pour effet de diminuer le pendage des forages. Ainsi, le pendage estimé graphiquement pourrait sous-estimer le pendage réel des conducteurs. La qualité de l'estimation fournie par les équations interprétatives peut donc être meilleure qu'illustré précédemment au chapitre 5. L'application de l'outil sur les données de terrain a même permis d'obtenir d'excellentes estimations de la profondeur alors que les tests numériques semblent démontrer une relation moins fiable, principalement dans le cas de plaque infinie comme pour l'exemple de Chutes-des-Passes. Pour des plaques minces,

la conductance estimée présente une excellente idée de son ordre de grandeur et l'estimation de la position du corps sur le profil est concordante.

L'objectif de ce projet était d'établir des relations entre le signal géophysique mesuré pour la configuration à boucle simple et les caractéristiques géométriques et électriques d'un conducteur enfoui afin de créer un outil d'interprétation pratique et direct pour l'industrie. Lorsque les conditions initiales sont respectées, ces équations représentent effectivement un outil d'interprétation efficace et facile d'utilisation. Les caractéristiques nécessaires pour estimer les propriétés d'un conducteur sont aisément calculables et l'utilisation d'un ordinateur n'est requise que pour la visualisation les profils mesurés.

Au sujet des caractéristiques impliquées dans les équations finales, l'exclusion de l'amplitude brute augmente énormément la robustesse de l'interprétation. Toutefois, sa présence dans la régression est significative et permet d'augmenter le niveau de précision de l'estimation du pendage et de la profondeur de la plaque. Le coefficient de corrélation passe de 0,95 à 0,99 lorsque l'amplitude brute est incluse dans l'estimation de la profondeur. Cependant, l'aspect négatif de sa présence est que l'amplitude brute d'un profil est affectée par plusieurs facteurs externes. D'une part, il faut s'assurer que les voltages des données de terrain ont subi les mêmes normalisations que ceux utilisés dans la régression linéaire. Les unités des amplitudes doivent évidemment être identiques. D'autre part, quoique la configuration à boucle simple soit relativement moins sensible aux hétérogénéités du sol, le voltage est grandement affecté par la présence d'un mort-terrain conducteur ou d'un marécage. Ces éléments canalisent le courant et peuvent dissiper les courants ou les amplifier dépendamment de la relation spatiale et électrique qu'ils ont avec le corps conducteur. Tous ces éléments constituent des facteurs influençant davantage l'amplitude brute du signal que les autres caractéristiques.

DISCUSSION SUR LA MÉTHODOLOGIE SUIVIE

Concernant la méthodologie adoptée, l'application des résultats provenant de données numériques sur des modèles à échelle réduite a d'abord permis de valider l'algorithme utilisé. Il n'est pas automatique qu'un logiciel vendu sur le marché puisse calculer des réponses de façon juste et précise. Après avoir testé l'algorithme LEROI, la modélisation numérique de situations géologiques différentes de celles utilisées en laboratoire a permis d'étendre la validation des relations d'interprétations. De cette façon, les limites et les forces de cet outil ont été précisées. Les limites se trouvent principalement au niveau de la sensibilité à l'azimut entre le levé et le conducteur et à sa position par rapport à l'extension latérale du conducteur. D'un autre côté, l'interprétation des données de laboratoire a permis de tester la robustesse des équations résultantes de la régression en présence de bruit. Finalement, la dernière étape de la méthodologie suivie a été l'application de l'outil sur des données de terrain. La présence de trous de forage sur la plupart des anomalies de la propriété à l'étude a constitué un atout pour valider l'outil d'interprétation. Bref, ayant été testé numériquement, en laboratoire et sur le terrain, l'outil d'interprétation a prouvé qu'il peut estimer les propriétés d'une plaque mince avec un niveau de précision satisfaisant et une bonne robustesse.

L'utilisation de la régression linéaire multiple s'est avérée aussi très utile. Elle a facilité l'identification des relations entre les propriétés de la plaque et les caractéristiques du profil. L'usage d'une méthode statistique telle la régression se trouvait donc justifié. En effet, les équations finales permettent une meilleure explication d'une propriété donnée en minimisant le carré de l'erreur. Lorsque le résultat de la régression est significatif et en l'absence de tendance particulière sur les données, l'équation devient alors un excellent estimateur. En fait, l'application d'équations s'avère beaucoup plus conviviale que l'utilisation d'abaques ou de nomogrammes. De plus, aucune information n'est nécessaire à priori. L'estimation du pendage demeure indépendante de celle de la

conductance et ainsi de suite. Cela représente un net avantage face aux nomogrammes. En effet, dans ce cas, la connaissance préalable du pendage, de la profondeur et/ou de la conductance approximative du conducteur s'avère nécessaire à l'identification du bon diagramme à employer. L'utilisation d'un logiciel de modélisation numérique comme outil permet de calculer des réponses pour des modèles géologiques plus complexes. Ainsi, la modélisation par ordinateur permet de passer outre les conditions initiales à respecter dans le cas des relations interprétatives développées ici. Par contre, le temps de calculs d'un profil donné est très long. De plus, la solution est non-unique et il peut s'écouler plusieurs heures avant que le profil calculé corresponde à celui mesuré.

DISCUSSION SUR LE DOMAINE D'APPLICATION DE L'OUTIL

Les conditions initiales propres à l'application des équations d'interprétation sont contraignantes. Il s'agit de la perpendicularité entre le profil et la direction structurale du corps, de l'absence de mort-terrain au-dessus de l'encaissant très résistant et de la présence d'un seul conducteur isolé ayant la forme d'une plaque. En réalité, la situation géologique rencontrée sur le terrain présente généralement beaucoup plus de complexité. Uniquement au niveau de la forme du corps conducteur, celle-ci peut varier verticalement sur plusieurs dizaines de mètres, c'est-à-dire que son épaisseur et son pendage varient probablement significativement dans l'espace. De plus, les limites du conducteur ne sont pas bien définies; une zonation de la concentration en métaux de base est généralement observée. Le pendage électrique peut différer du pendage lithologique. Les grains conducteurs ne sont pas nécessairement tous interconnectés dans l'alignement structural des roches encaissantes. De plus, si le levé est perpendiculaire, mais à l'extérieur de l'extension latérale du conducteur, l'asymétrie du profil présentera une inversion. L'interprétation du levé dans une telle situation devient biaisée. Elle pourra, en effet, mener à l'exécution de forages orientés parallèlement au conducteur. Le forage peut alors ne jamais intercepter la minéralisation. Pour palier à

ce problème, toutes les composantes du champ secondaire doivent être mesurées. Ceci ne peut toutefois pas être pratiqué avec une boucle réceptrice, mais plutôt à l'aide d'une bobine à trois composantes ou tournée successivement dans les trois axes. Des levés parallèles peuvent aussi résoudre le problème. Également, l'étude de la résolution spatiale de la configuration a montré que pour deux corps très rapprochés dans l'espace, la réponse mesurée au récepteur peut facilement être confondue et interprétée comme étant la réponse d'un seul conducteur épais. C'est ce qui a été observé dans l'interprétation de l'anomalie de la ligne DNE 3+00 N de Chutes-des-Passes. Finalement, le conducteur doit être mince pour que l'estimation de la conductance demeure valide. Toutefois, lorsque ce n'est pas le cas, l'application des relations sur les données de laboratoire a démontré que l'estimation de la profondeur et du pendage reste bonne. En fait, le modèle géophysique utilisé dans le cadre de cette maîtrise ainsi que les conditions initiales sont relativement simples. Toutefois, l'interprétation effectuée sur les données de Chutes-des-Passes produit des résultats valables qui s'accordent avec ceux obtenus lors des modélisations analogique et numérique.

DISCUSSION SUR LA CONFIGURATION À BOUCLE SIMPLE

Le profil d'un levé effectué selon la boucle simple contient toute l'information nécessaire à la caractérisation des propriétés d'un conducteur enfoui. Les caractéristiques du profil se sont avérées assez sensibles face aux variations des propriétés du conducteur. Les plaques à pendage très faible sont difficiles à interpréter si le petit pic du profil se situe égal ou au-dessous du niveau de bruit. Toutefois, ce problème peut survenir pour toutes configurations de systèmes électromagnétiques. La logistique afférente à l'usage de la boucle simple est techniquement élémentaire et rapide. La configuration à boucle simple semble donc offrir tous les avantages nécessaires pour justifier son utilisation sur des environnements géologiques semblables à celui étudié ici, absents de couches polarisables et de minéraux ferromagnétiques, tel le Bouclier canadien.

Chapitre 7

Conclusion

En conclusion, il a été possible de créer un outil d'interprétation direct pour la caractérisation de conducteurs de type plaque en fonction de la forme de la réponse géophysique mesurée avec la configuration à boucle simple. L'application d'une régression linéaire multiple sur les caractéristiques des profils modélisés numériquement a permis d'obtenir une équation pour chaque propriété d'une plaque mince, soit la conductance S , la profondeur z , le pendage θ . Ces relations se sont avérées robustes lorsque appliquées sur les données résultantes de modèles à échelle réduite ainsi que sur les données de terrain de la propriété Chutes-des-Passes. L'utilisation de la configuration à boucle simple pour la caractérisation de dépôts de type plaque s'avère donc justifiable. Il n'a toutefois pas été possible de créer une relation permettant d'estimer l'épaisseur d'une plaque en fonction de la forme du profil. Ceci s'explique par le peu de disponibilité des logiciels permettant de modéliser des plaques épaisses. Néanmoins, dans le cas d'un conducteur vertical isolé spatialement, il est possible par reconnaissance de forme, de discerner un profil mesuré au-dessus d'un corps mince d'un profil mesuré au-dessus d'un corps épais. De plus, l'outil d'interprétation permet d'estimer adéquatement la profondeur et le pendage d'un conducteur épais lorsque la forme du profil convient.

La méthodologie suivie dans ce projet pourrait être appliquée à n'importe quelle type de configuration. L'application sur des modèles à échelle réduite constitue une étape cruciale permettant d'une part, de valider le résultat de la régression sur des données réelles et d'autre part, de valider l'algorithme utilisé et les réponses qu'il calcule.

RECOMMANDATIONS

Premièrement, dans le but de déterminer si la valeur de la conductance estimée pour un conducteur épais est représentative de l'épaisseur, des mesures électriques seraient précieuses, au sol ou en forage (diagraphies électriques, polarisation provoquée, etc). De cette façon, en connaissant la conductivité apparente des conducteurs interprétés au chapitre 5, il serait possible de comparer leur produit conductivité-épaisseur. Dans le cas de deux conducteurs de conductivité semblable, on pourrait vérifier si l'estimation de la conductance à partir des équations d'interprétation est conséquente de leur épaisseur.

Deuxièmement, dans le cas de la propriété Chutes-des-Passes, les conducteurs se situent à de faibles profondeurs. L'application des équations interprétatives sur les modèles à échelle réduite a démontrée qu'elles étaient robustes quant à l'estimation de la profondeur pour des valeurs allant jusqu'à 100 % de la longueur du côté de la boucle. Il serait intéressant de tester les relations sur une minéralisation plus profonde (par rapport au côté de la boucle). De plus, l'application de l'outil sur des conducteurs à faible pendage serait utile. En effet, aucun cas n'était disponible sur Chutes-des-Passes.

Finalement, des tests sur des modèles en présence de mort-terrain conducteurs permettront l'élargissement du domaine d'application de l'outil d'interprétation. En effet, dans plusieurs régions du Canada, dont l'Abitibi, plusieurs problèmes d'interprétation sont liés à la présence de couches conductrices au-dessus de la minéralisation. Le signal mesuré devrait être moins important, puisque atténué par le mort-terrain. Si la forme du profil reste cohérente avec l'attitude du conducteur enfoui, les équations devraient fournir des estimations valables puisque l'amplitude brute n'intervient pas dans les expressions d'interprétation. Ces tests pourraient aussi inclure le cas de plaques en contact galvanique avec le mort-terrain et le cas où elle ne l'est pas.

Références

BALCH, S.J., CREBS, T.J, KING, A. et VERBISKI, M. (1998), Geophysics of the Voisey's Bay Ni-Cu-Co deposits: Technical Program Expanded Abstracts, International Exposition and 68th Annual International Meeting of the SEG, New Orleans, LA, Sept 13-18.

BALCH, S.E., (1999). Ni-Cu Sulphide Deposits with Examples From Voisey's Bay. Dans Geophysics in Mineral Exploration : Fundamentals and Case Histories, C. Lowe, M.D. Thomas et W.A. Morris, eds. Geological Association of Canada, Short Course Notes, vol. 14, p. 21-40.

BEST, M.E., DUNCAN, P., JACOBS., F.J. et SCHEEN, W.L. (1985). Numerical Modelling of the electromagnetic response of three-dimensional conductors in a layered earth. Geophysics, vol. 50, p. 665-676.

BUSELLI, G. (1980). The Application of SIROTEM in Weathered Terrain. Bull. Aust. Soc. Explor. Geophys, vol. 11, p. 99-109.

BUSELLI, G. (1982). The effect of near-surface superparamagnetic material on electromagnetic measurements. Geophysics, vol. 47, p. 1315-1324.

BUSELLI, G. et O'NEILL, B. (1977). SIROTEM: A new portable instrument for multichannel transient electromagnetic measurements. Exploration Geophysics, vol. 88, p. 82-87.

BUSELLI, G., MCCRACKEN, K.G et RUTTER, H. (1985). Manual for SIROTEM field procedures and data Interpretation, CSIRO division of mineral physics and mineralogy, NorthRyde, 238 p.

BUSELLI, G. et THORBURN, M. (1986). Transient electromagnetic model profiles for a thin dyke using coincident loop geometry. Investigation report 143, CSIRO, Institute of Energy and Earth Resources, Division of Mineral Physics and Mineralogy, North Ryde, Australia.

COOPER, N.J. et SWIFT, R. (1994). The Application of TEM to Cyprus-type massive sulphide exploration in Cyprus. Geophysics, vol. 59, p. 202-214.

CRAVEN, B., ROVIRA, T., GRAMMER, T. et STYLES, M. (2000). The role of geophysics in the discovery and delineation of the Cosmos nickel sulphide deposit, Leinster area, Western Australia. Exploration Geophysics, vol. 31, p. 201-209.

DESCLOÎTRE, M. (1998). Les sondages électromagnétiques en domaine du temps (TDEM): Application à la prospection d'aquifères sur les volcans de Fogo (Cap Vert) et du Piton de la Fournaise (la Réunion). Thèse de doctorat, Université de Toronto, Canada.

DUCKWORTH, K., CALVERT, H.T. et JUIGALLI, J. (1991). A method for obtaining depth estimates from the geometry of slingram profiles. Geophysics, vol. 56, p. 1543-1552.

DUCKWORTH, K., KREBES, E.S., JUIGALLI, J. et ROGOZINSKI, A. (1993). A Coincident-coil frequency-domain electromagnetic prospecting system. Canadian journal of exploration geophysics, vol. 29, p. 411-418.

EATON, P.A. et HOHMANN, G.W. (1987). An evaluation of electromagnetic methods in the presence of geological noise. Geophysics, vol. 52, p. 1106-1126.

ECKSTRAND, O.R. (1996). Gîtes magmatiques du nickel-cuivre-éléments du groupe du platine. Dans Géologie des types de gîtes minéraux du Canada, O.R. Eckstrand, W.D. Sinclair et R.I. Thorpe, eds. Commission géologique du Canada, Géologie du Canada, no. 8, p. 649-684.

ELLIOTT, P.J. (1987). Negative SIROTEM anomalies – case studies. 5th ASEG Conference, p. 42-47.

- ELLIOTT, P.J. (1991). An empirical procedure for removal of polarisation effects observed in TEM field data. Exploration geophysics, vol. 22, p. 575-582.
- FLIS, M.F., NEWMAN, G.A. et HOHMANN, G.W. (1989). Induced-Polarization effects in time-domain electromagnetic measurements. Geophysics, vol. 54, p. 514-523.
- FORTIN, A. (1995). Analyse numérique pour ingénieurs, Éditions de l'École Polytechnique de Montréal, Montréal, 448 p.
- FRISCHKNECHT, F.C. (1991). Electromagnetic Physical Scale Modeling. Dans Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, M.N. Nabighian, ed. SEG, vol. 2, p. 364-466.
- Geo Instruments (1996). Operator's Manual – SIROTEM 3, Ramsgate, Australia.
- GRANT, F.S et WEST, G.F. (1965), Interpretation Theory in Applied Geophysics. McGraw-Hill Book Company, University of Toronto, Toronto, 584 p.
- GUPTASARMA, D. (1984). Positivity of the coincident loop transient electromagnetic response. Geophysics, vol. 49, p. 194.

HÉBERT, C. et BEAUMIER, M. (2000). Géologie de la région du Lac à Paul (22E/15), RG 99-05, 31 p.

KELLER, G.V. (1991). Rock and mineral properties. Dans Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, M.N. Nabighian, ed. SEG, vol. 1, p. 13-52.

LEE, K.H. et MORRISON, H.F. (1985). A numerical solution for the electromagnetic scattering by two-dimensional inhomogeneity. Geophysics, vol. 50, p. 466-472.

MARCOTTE, D. (2000). Traitement statistique des données géologiques - cours GLQ3402, École Polytechnique de Montréal, Canada.

MARCOTTE, D. et DAVID, M. (1988). Trend Surface Analysis as a Special Case of IRF-k Kriging. Mathematical Geology, vol. 20, no. 7, p. 821-824.

MCCRACKEN, K.G., ORISTAGLIO, M.L. et HOHMANN, G.W. (1986). A comparison of electromagnetic exploration systems. Geophysics, vol. 51, p. 810-818.

MCCRACKEN, K.G., ORISTAGLIO, M.L. et HOHMANN, G.W. (1986b). Minimization of noise in electromagnetic exploration systems. Geophysics, vol. 51, p. 819-832.

MCNEILL, J.D., EDWARDS, R.N. et LEVY, G.M. (1985). Approximate calculations of the transient electromagnetic response from buried conductors in a conductive half-space. Geophysics, vol. 49, no. 7, p. 918-924.

MEYER DE STADELHOFEN, C. (1991). Application de la géophysique aux recherches d'eau, Technique et documentation-Lavoisier, Paris, 181 p.

NABIGHIAN, M.N. (1979). Quasi-static transient response of a conducting half-space – An approximate representation. Geophysics, vol. 44, no. 10, p. 1700-1705.

NABIGHIAN, M.N. et MACNAE, J.C. (1991). Time domain electromagnetic prospecting methods. Dans Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, M.N. Nabighian, ed. SEG, vol. 2, p. 426-520.

NALDRETT, A.J. (1989). Magmatic sulphide deposits, Clarendon Press, Oxford monographs on geology and geophysics, no. 14, 186 p.

NEWMAN, G.A. et HOHMANN, G.W. (1988). Transient electromagnetic responses of high-contrast prisms in a layered earth. Geophysics, vol. 53, no. 5, p. 691-706.

OGILVY, R.D. (1983). A model study of the transient electromagnetic coincident loop technique. Geoexploration, vol. 21, p. 231-264.

OGILVY, R.D. (1987). Interpretation of transient EM common-loop anomalies by response characteristics. Geophysical Prospecting, vol. 35, p. 454-473.

OLHOEFT, G.R. et STRANGWAY, D.W. (1974). Magnetic relaxation and the electromagnetic response parameter. Geophysics, vol. 39, p. 302-311.

PALACKY, G.J. (1991). Resistivity characteristics of geologic target. Dans Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, M.N. Nabighian, ed. SEG, vol. 1, p.53-129.

PAVLOV, D.A. et ZHADANOV, M.S. (2001). Analysis and interpretation of anomalous conductivity and magnetic permeability effects in time domain electromagnetic data – Part I: Numerical modeling. Journal of Applied Geophysics, vol. 46, p. 217-233.

PETERS, B. et BUCK, P. (2000). The Maggie Hays and Emily Ann nickel deposits, Western Australia: A geophysical case history. Exploration Geophysics, vol. 31, p. 210-221.

RAICHE, A.P. (1973). An integral Equation Approach to Three-Dimensional Modeling. Geophysics Journal of the Royal Astronomical Society, vol. 36, p. 363-376.

REYNOLDS, J.M. (1997). An Introduction to Applied and Environmental Geophysics. John Wiley and Sons, New York, 796 p.

ROY, I. (2001). Projet Chute-des-Passes 1279 : Rapport sur la campagne de forage – Secteurs Houlière, Duhamel, MHY et DNE – juin 2001, SOQUEM inc. et Mines d'Or Virginia, volume 1 de 2.

SAPORTA, G. (1990). Probabilités, analyse des données et statistique, Éditions Technip, Paris, 493 p.

SHERIFF, R.E. (1999). Encyclopedic Dictionary of Exploration Geophysics, Third Edition, Society of Exploration Geophysicists, Geophysical Reference Series, vol. 1, 384 p.

SMITH, R.S. et WEST, G.F. (1988). An explanation of abnormal TEM responses: coincident-loop negatives, and the loop effect. Exploration Geophysics, vol. 19, p. 435-446.

SMITH, R.S. et PAINE, J. (1995). 3D TEM modelling – A users' view. International symposium on Three-Dimensional Electromagnetics, Ridgefield, Connecticut, USA, October 4-6.

SMITH, R.S. et BALCH, S.J. (2000). Robust estimation of the band-limited inductive-limit response from impulse-response TEM measurements taken during the transmitter switch-off and the transmitter off-time: Theory and an exemple from Voisey's Bay, Labrador, Canada. Geophysics, vol. 65, p. 476-681.

SPIES, B.R. (1976). The Derivation of absolute units in the electromagnetic scale modeling. Geophysics, vol. 41, p. 1042-1047.

SPIES, B.R. et RAICHE, A.P. (1980). Calculation of apparent conductivity for the transient electromagnetic (coincident loop) method using an HP-67 calculator. Geophysics, vol. 45, p. 1197-1204.

SPIES, B.R. et FRISCHKNECHT, F.C. (1991). Electromagnetic sounding. Dans Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, M.N. Nabighian, ed. SEG, vol. 2, p. 285-425.

STOLZ, E.M. (2000). Electromagnetic methods applied to exploration for deep nickel sulphides in the Leinster area, Western Australia. Exploration Geophysics, vol. 31, p. 222-228.

TELFORD, W.M., GELDART, L.P., SHERIFF, R.E. et KEYS, D.A. (1984). Applied Geophysics. Cambridge University Press, Cambridge, 860 p.

WARD, S.H. et HOHMANN G.W. (1991). Electromagnetic theory for geophysical applications. Dans Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, M.N. Nabighian, ed. SEG, vol. 1, p. 130-311.

WATTS, A. (1997). Exploring for Nickel in the 90's, or "Til Depth us do Part". Proceedings of Exploration 97: Fourth Decennial International Conference on Mineral Exploration, A.G. Gubins, ed. p. 1003-1014.

WEIDELT, P. (1982). Response characteristics of coincident loop transient electromagnetic systems. Geophysics, vol. 47, p. 1325-1330.

WEIDELT, P. (1983) The harmonic and transient electromagnetic response of a thin dipping dike. Geophysics, vol. 48, p. 934-952.

XIONG, Z., RAICHE, A. et SUGENG, F. (1995). A new Integral Equation Formulation for Electromagnetic Modeling. Dans Three-Dimensional Electromagnetics, M. Oristaglio et B. Spies, Eds. International symposium, Schlumberger-Doll Research, Reidgefield, p. 93-102.

Annexe I

Description des canaux d'échantillonnage pour le SIROTEM en mode *early time*.

Tableau A.1. Canaux d'échantillonnage pour le SIROTEM mk3 en mode *early time*.

# du canal	Largeur (ms)	Centre (ms)	# du canal	Largeur (ms)	Centre (ms)
1	0,05	0,25	21	0,8	4,375
2	0,05	0,3	22	0,8	5,175
3	0,05	0,35	23	0,8	5,975
4	0,05	0,4	24	0,8	6,775
5	0,05	0,45	25	0,8	7,575
6	0,1	0,525	26	1,6	8,775
7	0,1	0,625	27	1,6	10,375
8	0,1	0,725	28	1,6	11,975
9	0,1	0,825	29	1,6	13,575
10	0,1	0,925	30	1,6	15,175
11	0,2	1,175	31	3,2	17,575
12	0,2	1,276	32	3,2	20,775
13	0,2	1,475	33	3,2	23,975
14	0,2	1,675	34	3,2	27,175
15	0,2	1,875	35	3,2	30,375
16	0,4	2,175	36	6,4	35,175
17	0,4	2,575	37	6,4	41,575
18	0,4	2,975	38	6,4	47,975
19	0,4	3,375	39	6,4	54,375
20	0,4	3,775	40	6,4	60,775

Annexe II

Codes programmés en Matlab

1. Code : « ACP.m »

```
function [u,l,co,cv,qo,qv,cto,ctv,pin,pc]=acp(x,code)

% input: x: matrice de donnees
% code: 0: matrice des covariances
%       1: matrice des correlations
%       2: aucune transformation, ACP de X'X

% output: u: vecteurs propres
%         l: valeurs propres
%         co: coordonnees des observations
%         cv: coordonnees des variables
%         qo: qualite de representation des observations
%         qv: qualite de representation pour des variables
%         cto: contribution des observations
%         ctv: contribution des variables
%         pin: proportion de la variance totale expliquee par les vecteurs propres
%         pc: proportion cumulative expliquee par....

[n,p]=size(x);
if code<2
    x=x-ones(n,1)*mean(x);    % x est centrée
end
if code==1;
    x=x./(ones(n,1)*std(x,1)); % x est réduite
end;

r=x'*x/n;
[u l u]=svd(r);              % vecteurs propres et valeurs propres
pin=diag(l)/sum(diag(l));    % proportion d'inertie de chaque v.p.
pc=cumsum(pin);
```

(suite « ACP.m »)

```

co=x*u;
cv=u*sqrt(l);
qo=(co.*co)./(diag(x*x')*ones(1,p));
qv=(cv.*cv)./(diag(r)*ones(1,p));
cto=(co.*co)*inv(l)/n;
ctv=u.*u;

if code==1;
    t=[0:0.2:360]/360*2*pi;
    figure(1);
    if p>2
        subplot(221)
        end
        plot2(cv(:,1),cv(:,2),[1:p]','+',10);
        hold on;
        plot(cos(t),sin(t),'-','linewidth',1);
        hold off
        title('Coord. des variables 1er v.p. vs 2e v.p.')
        axis([-1 1 -1 1]);axis equal
    if p>2
        subplot(222)
        plot2(cv(:,1),cv(:,3),[1:p]','+',10);
        hold on;
        plot(cos(t),sin(t),'-','linewidth',1);
        hold off
        title('Coord. des variables 1er v.p. vs 3e v.p.')
        axis([-1 1 -1 1]);axis equal
        subplot(223)
        plot2(cv(:,2),cv(:,3),[1:p]','+',10);
        hold on;
        plot(cos(t),sin(t),'-','linewidth',1);
        hold off
        title('Coord. des variables 2e v.p. vs 3e v.p.')
        axis([-1 1 -1 1]);axis equal
    end
end
figure(2);
plot(pin*100,'^-', 'markersize',9,'linewidth',2);
title('Graphe des valeurs propres (en %)')
xlabel('# valeur propre')
ylabel('% variance expliquée')
set(gca,'xtick',[1:p])
function plot2(x,y,t,symbole,taille)

```

(suite « ACP.m »)

% syntaxe: plot2(x,y,t,symbole,taille)

% en input: x: variable en abscisse

% y: variable en ordonn,e

% t: identificateur à placer à cote, du point

% symbole: symbole à utiliser pour marquer l'emplacement (comme plot),

% taille: taille des fontes

% fonction pour tracer un graphe avec etiquette a chaque point

[n,p]=size(x); % nombre d'observations

coul=char('y','b','c','m','k','r','w','g');

if ~isempty(symbole)

id1=symbole(:,1)==coul;id2=[];

if length(symbole)>1;

id2=symbole(:,2)==coul;

end

if sum(id1)==1;

coul=coul(id1)

elseif sum(id2)==1;

coul=coul(id2);

else

coul='k';

end

plot(x,y,symbole,'markersize',taille/2.5);

end

if isstr(t), % si t est de type caractère

ttx=text(x,y,t); % on place l'identificateur

else % sinon

% pour chaque observation

tt=num2str(t); % on convertit le nombre en caractère

tt=[ones(length(t),1)*' ',tt];

ttx=text(x,y,tt,'color',coul); % on place l'identificateur

end

set(ttx,'fontsize',taille);

2. Code « PARAMÈTRE.m »

```
% Code pour trouver les parametres caracteristiques d'un profil
% mesuré a l'aide de la configuration a boucle simple

% Fichier d'entrée sous la forme: x V11 V12 V21 V22 V26 V27
% x est la position de la station de mesure
% V12 est le voltage mesuré a la fenetre #12

clear all
close all
load "nom du fichier".txt
R="nom du fichier";
n=length(R(1,:));
m=length(R(:,1));
figure(1)
subplot(211)
xlabel('Stations (m)')
ylabel('Voltage (µV/A)')
title('Profil','fontsize',12)
hold on
grid on
plot(R(:,1),R(:,2:7),'-x');

cote=25; %Taille de la boucle pour normaliser DAR

% Amplitude maximale et minimale
mm=max(R(:,2:n));
mmi=min(R(:,2:n));
for i=1:n-1
    aa(i)=find(R(:,i+1)==mm(i));
end

% Dérivée spatiale seconde des données
for i=1:n-1
    deriv2(:,i)=diff(diff(R(:,i+1)));
end

ind2=zeros(n-1,1);
```

(suite « PARAMÈTRES.m »)

```

for i=1:n-1
    mm2(i)=max(deriv2(aa(i):m-4,i));
    ind2(i)=find(deriv2(aa(i):m-4,i)==mm2(i));
end
ind2=ind2+aa';
for i=1:n-1
    mm3(i)=min(deriv2(ind2(i):m-4,i));
    a_moins(i)=find(deriv2(ind2(i):m-4,i)==mm3(i));
end

a_moins=a_moins+ind2'-1;
dist=R(2:length(R(:,1))-1,1);
figure(1)
subplot(212)
xlabel('Stations de mesures interpolées (m)')
ylabel('Dérivée seconde du voltage')
title('Profile de la dérivée seconde','fontsize',12)
hold on
plot(dist,deriv2,'-+')
plot(dist(a_moins),deriv2(a_moins),'o')
grid on

% Amplitude du petit pic
for i=1:n-1
    aa_moins(i,1)=R(1+a_moins(1,i),i+1);
end

%Calcul de la constante de temps
temps=[-0.2 -0.8 -1.6];
k=1;
for i=1:(n-1)/2
    tau(i)=-temps(i)/(log(mm(k)/mm(k+1)));
    k=k+2;
end

% Parametres caractéristiques:
AA=mm(1,2:2:6); % Amplitude maximale (nV/m4)
AR1=mm./aa_moins';
AR=AR1(1,2:2:6); % Rapport des amplitudes des deux pics
DAR1=dist(a_moins)'-R(aa);
DAR=DAR1(1,2:2:6);
DARn=DAR./cote;
tau; % Constante de temps entre t-1 et t (ms)
xcorps=R(ind2(2:2:6,:)) % Position du minimum de dérivée première (m)

% Résultats
par_car=[AA AR DARn tau xcorps]

```

3. Code « CONDUCTANCE.m »

```

load "matrice des parametres caracteristiques".txt
data="matrice des parametres caracteristiques";
y=data(:,1);
x=data(:,8:16);
nomvarx=char('ar12','ar22','ar27','dar12','dar22','dar27','tau12','tau22','tau27','x12','x22','x27');

x2=x;
x2(:,1:9)=log(x(:,1:9));
x3=x2;
y=log(y);
pas=stepw(y,x3)
[b,yc,e,sc,r2,s2b]=regres(y,x3(:,[6 8]),1);
student=abs(b)./sqrt(diag(s2b))

figure(1)
plot(yc,y,'k+',[3 9],[3 9],'-k')
xlabel('Log conductance estimée')
ylabel('Log conductance observée')
title('Résultat de la régression','fontsize',12)
grid on

figure(2)
di=influenc(y,x3(:,[6 8]));
plot(di,'k+')
ylabel('Influence')
xlabel('# observation')
title('Influence de chaque observation sur la régression','fontsize',12)
grid on

figure(3)
plot(yc,e,'k+',[3.5,7.5],[0,0],'-k','linewidth',1)
xlabel('Valeurs prédites')
ylabel('Résidus')
title('Résidus des valeurs prédites','fontsize',12)
grid on

for i=1:9
figure(4);
x3min=min(x3(:,i));x3max=max(x3(:,i));
subplot(3,3,i)
plot(x3(:,i),e,'k+',[x3min,x3max],[0,0],'-k','linewidth',1);
xlabel(nomvarx(i,:))
ylabel('Résidus')
title([nomvarx(i,:),'],'fontsize',12)
end

```

4. Code « PROFONDEUR.m »

```

load "matrice des parametres caracteristiques".txt
data="matrice des parametres caracteristiques";
y=data(:,1);
a="longueur du coté de la boucle"
z=y./a
x=data(:,8:16);
nomvarx=char('ar12','ar22','ar27','dar12','dar22','dar27','tau12','tau22','tau27','x12','x22','x27');

x2=x;
x2(:,1:3)=log(x(:,1:3));
x2(:,7:9)=log(x(:,7:9));
x3=x2;
y=z;
pas=stepw(y,x3)

[b,yc,e,sc,r2,s2b]=regres(y,x3(:,[4 1 9 6]),1);
student=abs(b)./sqrt(diag(s2b))

figure(1)
plot(yc,y,'k+',[0 1.8],[0 1.8],'-k')
xlabel('Profondeur (z/a) estimée')
ylabel('Profondeur (z/a) observée')
title('Résultat de la régression','fontsize',12)
grid on

figure(2);
di=influenc(y,x3(:,[4 1 6 9]));
plot(di,'k+')
ylabel('Influence')
xlabel('# observation')
title('Influence de chaque observation sur la régression','fontsize',12)
grid on

figure(3)
plot(yc,e,'k+',[0,1.8],[0,0],'-k','linewidth',1)
xlabel('Valeurs prédites')
ylabel('Résidus')
title('Résidus des valeurs prédites','fontsize',12)
for i=1:9

figure(4);
x3min=min(x3(:,i));x3max=max(x3(:,i));
subplot(3,3,i)
plot(x3(:,i),e,'k+',[x3min,x3max],[0,0],'-k','linewidth',1);
xlabel(nomvarx(i,:))
ylabel('Résidus')
title(nomvarx(i,:),'fontsize',12)
grid on
end

```

5. Code « PENDAGE.m »

```

load "matrice des parametres caracteristiques".txt
data="matrice des parametres caracteristiques";
y=data(:,1);
x=data(:,8:16);
nomvarx=char('ar12','ar22','ar27','dar12','dar22','dar27','tau12','tau22','tau27','x12','x22','x27');

x2=x;
x2(:,1:3)=log(x(:,1:3));
x2(:,7:9)=log(x(:,7:9));
x3=x2;
x3=[x3, x3(:,1:3).*log(x3(:,4:6))];
pas=stepw(y,x3)

[b,yc,e,sc,r2,s2b]=regres(y,x3(:,[1 10]),1);
student=abs(b)./sqrt(diag(s2b))

figure(1)
plot(yc,y,'k+',[0 100],[0 100],'-k')
grid on
xlabel('Pendage estimé')
ylabel('Pendage observé')
title('Résultat de la régression','fontsize',12)

figure(2);
di=influenc(y,x3(:,[1 10]));
plot(di,'k+')
ylabel('Influence')
xlabel('# observation')
title('Influence de chaque observation sur la régression','fontsize',12)
grid on

figure(3)
plot(yc,e,'k+',[0,100],[0,0],'-k','linewidth',1)
xlabel('Valeurs prédites')
ylabel('Résidus')
title('Résidus des valeurs prédites','fontsize',12)
grid on

for i=1:9
figure(4);
x3min=min(x3(:,i));x3max=max(x3(:,i));
subplot(3,3,i)
plot(x3(:,i),e,'k+',[x3min,x3max],[0,0],'-k','linewidth',1);
xlabel(nomvarx(i,:))
ylabel('Résidus')
title(nomvarx(i,:), 'fontsize',12)
grid on
end

```

6. Code « STEPW.m »

```

function [s]=stepw(y,x);

% stepw reçoit en input y, vecteur nx1 (variable à expliquer) et x,
% matrice npx des variables explicatives. Il effectue la régression pas à pas
% (avant) et place dans s, dans l'ordre : # variable retenue, r2, sce et F
% associé à l'ajout.

% Quelques calculs préliminaires

ss=std(x);
id=ss>0;          % variable non-constante
p=sum(id);        % nombre de variables non-constantes
[n,pp]=size(x);
x=x(:,id);        % ne retenir que les variables non-constantes
ivar=[1:pp]';     % identification de ces variables
ivar=ivar(id);
fix=zeros(1,p);
sct=y'*y;
scm=n*mean(y)^2;
sctm=sct-scm;
sce=sctm;
r2=0;

% On boucle p fois pour déterminer la valeur à inclure, on effectue la régres-
% sion avec cette variable et on garde les résultats dans s.

for i=1:p;
    rp=corpar2([x,y],[fix,0]); % matrice de corrélations partielles
    rp=max(abs(rp),0);         % remplace les NaN par des 0; v.abs. des r
    [t,k]=max(rp(1:p,p+1));   % trouve corr. part. maximale de x avec y
    fix(k)=1;                 % indique que cette variable est retenue
    r2=r2+rp(k,p+1)^2*(1-r2); % nouveau r2
    scec=(1-r2)*sctm;          % nouveau sce
    s(i,1)=ivar(k);            % k: # de la variable incluse
    s(i,2)=r2;                 % r2
    s(i,3)=scec;               % sce
    s(i,4)=(sce-scec)*(n-1-i)/scec; % F ajout
    sce=scec;                  % on met à jour le nouveau sce
end

```

7. Code « REGRESS.m »

```

function [b,yc,e,sc,r2,s2b,rb]=regres(y,x,ord)

% fonction effectuant la regression de x sur y.
%
% Input: y: vecteur nx1, var. dependante (... expliquer)
%        x: matrice nxp des var. independantes
%        ord: 0, pas de constante dans le modele
%            1, constante dans le modele
%
% Output: b: vecteur (p+ord) des coefficients du modele, d'abord les p
%          coefficients des variables puis, si ord=1, la constante.
%        yc: vecteur nx1 avec les valeurs predites
%        e: vecteur nx1 des erreurs (yc-y)
%        sc: tableau Anova (1+ord)*3 x 3
%          ligne: SCT SCR SCE puis si ord=1 SCM SCTm SCRm
%          colonne: Somme des carres, Carre moyen, degres de liberte
%        r2: coefficient de correlation multiple
%        s2b: matrice de variance-covariance des coefficients b
%        rb: matrice de correlations entre les coefficients b

[n,p]=size(x);
if ord==1,
    x=[x,ones(n,1)];
end;
b=x\y; % coefficients de la regression
yc=x*b; % valeurs predites
e=yc-y; % erreurs
nl=(ord+1)*3; % nombre de lignes dans sc selon le cas
sc=ones(nl,3)*nan;
sc(1,1)=y'*y; sc(1,3)=n; % SCT et d.l.
sc(2,1)=yc'*yc; sc(2,3)=p+ord; % SCR et d.l.
sc(3,1)=e'*e; sc(3,3)=sc(1,3)-sc(2,3); % SCE et d.l.
if ord==1,
    sc(4,1)=n*mean(y)^2; sc(4,3)=1; % SCM et d.l.
    sc(5,1)=sc(1,1)-sc(4,1); sc(5,3)=n-1; % SCTm et d.l.
    sc(6,1)=sc(2,1)-sc(4,1); sc(6,3)=p; % SCRm et d.l.
end
sc(:,2)=sc(:,1)./sc(:,3); % CM
if ord==1,
    r2=sc(6,1)/sc(5,1); % R2
else
    % r2=sc(2,1)/sc(1,1); % ancienne façon de calculer R2 sans constante
    r2=1-sc(3,1)/(sc(1,1)-n*mean(y)^2); % nouvelle façon de calculer R2 sans constante
end
s2b=sc(3,2)*inv(x'*x); % Variance-cov des coeff. b
t=sqrt(diag(s2b)); t=inv(diag(t));
rb=t*s2b*t; % correl. des coeff. B

```

8. Code « INFLUENC.m »

```
function influ=influenc(y,x);

% function influ=influenc(y,x);
% fonction qui calcule l'influence des observations d'une régression
% y: var. à expliquer;
% x: matrice des variables explicatives
% influ: influence des observations (doit être inférieure à 1)

[n,p]=size(x);
influ=zeros(n,1);
[b,yc,e,sc,r2]=regres(y,x,1);
xi=[x ones(n,1)];
for i=1:n,
    id=ones(n,1);
    id(i)=0;
    id=id~=0;      % commande pour rendre le programme compatible avec Matlab5
    xt=x(id,:);
    yt=y(id);
    [bi,yci,ei,sci,r2i]=regres(yt,xt,1);
    influ(i)=(bi-b)*xi'*xi*(bi-b)/(p+1)/sc(3,2);
end
```

9. Code « CORPAR.m »

```
function [rp]=corpar2(x,fix)

% Cette fonction calcule les correlations partielles de la matrice de données x
% Les p variables sont en colonne.
% Le vecteur fix (1xp) contient des 0 ou des 1, les 1 indiquent les variables a controler.
% L'output dans rp est une matrice pxp ou p est le nombre de variables
% dans rp, les lignes et les colonnes correspondant à des variables fixées sont
% remplies de zéros.

[n,p]=size(x);
c=cov(x);
rp=zeros(p,p);
fix=fix~=0;      % commande pour rendre le programme compatible avec Matlab5
if sum(fix)==0,   % Ce test verifie s'il y a au moins une variable fixee
    cp=c;
else
    cp=c(~fix,~fix)-c(~fix,fix)*inv(c(fix,fix))*c(fix,~fix);
end
si=sqrt(diag(cp));
cp=cp./(si*si');
rp(~fix,~fix)=cp;
```


Annexe III

Matrice des caractéristiques des modèles numériques

S (S)	z (m)	θ (°)	x_0 (m)	AR12	AR22	AR27	DAR12	DAR22	DAR27	Tau12 (ms)	Tau22 (ms)	Tau27 (ms)	x12 (m)	x22 (m)	x27 (m)
50	10	15	400	312,06	14,73	16,05	1,87	1,33	1,62	0,96	1,56	1,92	400	361	360
50	10	30	400	8,12	8,75	8,94	0,97	1,24	1,35	0,89	1,58	1,85	400	400	361
50	10	45	400	5,17	5,27	5,41	0,92	1,18	1,25	0,85	1,59	1,84	400	400	400
50	10	60	400	3,17	3,12	3,22	0,90	1,12	1,18	0,83	1,57	1,84	400	400	400
50	10	75	400	1,88	1,87	1,92	0,89	1,02	1,09	0,83	1,54	1,83	400	400	400
50	10	90	400	1,07	1,15	1,19	0,89	0,95	0,99	0,84	1,53	1,82	400	400	400
50	25	15	400	48,37	26,18	27,80	1,49	1,41	1,69	1,05	1,66	1,97	400	399	360
50	25	30	400	15,81	15,12	14,94	1,02	1,28	1,43	0,96	1,63	1,89	400	400	361
50	25	45	400	8,73	8,58	8,48	0,98	1,21	1,29	0,91	1,62	1,87	400	400	400
50	25	60	400	4,67	4,67	4,73	0,96	1,16	1,22	0,89	1,60	1,86	400	400	400
50	25	75	400	2,34	2,45	2,55	0,95	1,10	1,16	0,88	1,59	1,86	400	400	400
50	25	90	400	1,14	1,25	1,00	0,94	1,04	1,09	0,88	1,57	1,85	400	400	400
50	50	15	400	51,00	76,21	76,89	1,56	1,57	1,78	1,21	1,81	2,00	400	400	360
50	50	30	400	23,30	40,17	37,72	1,50	1,39	1,57	1,11	1,72	1,95	400	400	399
50	50	45	400	10,76	19,31	18,09	1,48	1,30	1,41	1,04	1,68	1,91	400	400	400
50	50	60	400	4,95	8,58	8,48	1,47	1,25	1,32	1,00	1,65	1,89	400	400	400
50	50	75	400	3,36	2,30	2,30	1,09	1,60	1,65	0,97	1,64	1,89	400	400	400
50	50	90	400	1,36	1,00	1,00	1,11	1,59	1,62	0,96	1,63	1,88	400	400	400
50	100	15	400	118,52	226,27	218,77	2,14	2,17	2,32	1,46	1,94	2,04	400	400	361
50	100	30	400	73,21	74,30	72,86	1,68	2,00	2,14	1,30	1,85	2,00	400	400	400
50	100	45	400	22,03	24,54	23,59	1,66	1,90	2,02	1,19	1,79	1,97	400	400	400
50	100	60	400	7,47	8,30	8,49	1,65	1,85	1,95	1,12	1,75	1,95	400	400	400
50	100	75	400	2,70	2,96	3,05	1,68	1,82	1,90	1,08	1,72	1,93	400	400	400
50	100	90	400	1,03	1,09	1,13	1,72	1,82	1,88	1,05	1,72	1,92	400	400	400
50	150	15	400	222,64	258,31	252,33	2,77	3,10	3,21	1,59	1,98	2,05	439	400	400
50	150	30	400	63,37	113,66	107,91	2,65	2,57	2,69	1,39	1,90	2,02	401	400	400
50	150	45	400	26,72	29,89	29,90	2,24	2,49	2,60	1,27	1,85	2,00	401	400	400
50	150	60	400	8,00	8,95	9,07	2,26	2,46	2,56	1,20	1,82	1,98	400	400	400
50	150	75	400	2,75	2,94	2,99	2,30	2,47	2,55	1,14	1,80	1,97	400	400	400
50	150	90	400	1,22	1,01	1,03	2,01	2,50	2,58	1,10	1,80	1,97	400	400	400
100	10	15	400	66,06	14,21	14,75	1,33	1,20	1,34	1,55	2,51	3,14	401	400	361
100	10	30	400	8,79	8,36	8,77	0,89	1,14	1,24	1,44	2,50	3,17	400	400	400
100	10	45	400	5,41	5,07	5,27	0,86	1,07	1,19	1,40	2,41	3,18	400	400	400
100	10	60	400	3,30	3,06	3,12	0,86	1,00	1,12	1,38	2,33	3,14	400	400	400
100	10	75	400	1,92	1,85	1,87	0,87	0,95	1,03	1,38	2,29	3,08	400	400	400
100	10	90	400	1,05	1,10	1,15	0,87	0,91	0,95	1,40	2,30	3,06	400	400	400
100	25	15	400	45,28	26,81	26,18	1,36	1,23	1,41	1,74	2,68	3,34	400	400	399
100	25	30	400	22,46	15,33	15,11	1,31	1,17	1,28	1,58	2,62	3,27	400	400	400
100	25	45	400	9,26	8,56	8,57	0,91	1,11	1,21	1,50	2,54	3,24	400	400	400
100	25	60	400	4,82	4,58	4,66	0,91	1,06	1,16	1,47	2,47	3,21	400	400	400
100	25	75	400	2,34	2,37	2,45	0,91	1,02	1,11	1,45	2,42	3,18	400	400	400

δ (S)	z (m)	θ ($^{\circ}$)	x_0 (m)	AR12	AR22	AR27	DAR12	DAR22	DAR27	Tau12 (ms)	Tau22 (ms)	Tau27 (ms)	x12 (m)	x22 (m)	x27 (m)
100	25	90	400	1,11	1,20	1,26	0,93	0,99	1,05	1,46	2,41	3,15	400	400	400
100	50	15	400	47,55	56,04	76,16	1,44	1,72	1,57	2,02	2,99	3,63	400	400	400
100	50	30	400	22,08	25,28	40,11	1,40	1,63	1,39	1,82	2,84	3,45	400	400	400
100	50	45	400	10,37	11,41	19,27	1,39	1,58	1,30	1,70	2,74	3,36	400	400	400
100	50	60	400	4,86	5,11	8,58	1,41	1,55	1,25	1,65	2,66	3,32	400	400	400
100	50	75	400	3,28	2,28	2,30	1,04	1,54	1,60	1,61	2,61	3,28	400	400	400
100	50	90	400	1,30	1,01	1,00	1,08	1,53	1,59	1,60	2,58	3,27	400	400	400
100	100	15	400	109,01	226,58	228,26	2,03	1,96	2,17	2,52	3,50	3,88	401	400	400
100	100	30	400	71,60	74,47	74,54	1,59	1,83	2,00	2,20	3,19	3,70	401	400	400
100	100	45	400	20,95	23,28	24,66	1,59	1,77	1,90	2,02	3,01	3,58	400	400	400
100	100	60	400	7,11	7,93	8,32	1,61	1,74	1,85	1,89	2,89	3,50	400	400	400
100	100	75	400	2,61	2,83	2,96	1,64	1,74	1,83	1,81	2,82	3,45	400	400	400
100	100	90	400	1,02	1,06	1,09	1,69	1,77	1,83	1,75	2,78	3,42	400	400	400
100	150	15	400	205,47	252,70	267,24	2,64	2,94	3,10	2,72	3,69	3,97	440	400	400
100	150	30	400	57,92	116,56	117,63	2,55	2,42	2,57	2,36	3,39	3,81	440	400	400
100	150	45	400	25,01	29,00	30,45	2,16	2,36	2,49	2,12	3,19	3,69	439	400	400
100	150	60	400	7,58	8,58	9,02	2,20	2,36	2,46	1,99	3,07	3,62	401	400	400
100	150	75	400	3,78	2,85	2,95	1,88	2,39	2,47	1,87	2,99	3,57	400	400	400
100	150	90	400	1,20	1,27	1,01	1,96	2,06	2,51	1,78	2,96	3,54	400	400	400
1000	10	15	400	65,03	63,64	65,41	1,20	1,25	1,31	12,85	13,45	15,15	440	440	439
1000	10	45	400	5,70	5,61	5,44	0,82	0,83	0,85	9,77	12,75	13,58	400	400	400
1000	10	60	400	3,45	3,40	3,32	0,83	0,84	0,86	14,92	12,66	13,44	400	400	400
1000	10	75	400	1,96	1,95	1,92	0,85	0,86	0,87	11,74	12,32	13,49	400	400	400
1000	10	90	400	1,04	1,04	1,05	0,86	0,87	0,87	11,62	12,25	13,66	400	400	400
1000	25	15	400	42,23	43,42	44,77	1,26	1,29	1,34	14,65	15,78	16,79	439	401	400
1000	25	30	400	22,03	22,22	22,37	1,24	1,27	1,30	12,91	14,38	15,36	400	400	400
1000	25	45	400	11,38	9,74	9,35	1,24	0,88	0,90	12,62	13,40	14,60	400	400	400
1000	25	60	400	5,03	4,95	4,84	0,87	0,88	0,90	12,12	13,12	14,24	400	400	400
1000	25	75	400	2,36	2,35	2,34	0,89	0,90	0,91	11,90	12,73	14,18	400	400	400
1000	25	90	400	1,09	1,10	1,11	0,91	0,91	0,92	11,77	13,01	14,25	400	400	400
1000	50	15	400	44,40	45,60	47,07	1,32	1,36	1,42	16,32	17,35	19,70	401	401	400
1000	50	30	400	20,98	21,41	21,87	1,30	1,34	1,38	16,38	15,56	17,60	401	400	400
1000	50	45	400	10,03	10,15	10,31	1,32	1,34	1,38	13,51	14,83	16,63	400	400	400
1000	50	60	400	4,79	4,82	4,85	1,35	1,37	1,40	12,77	14,37	16,06	400	400	400
1000	50	75	400	3,20	3,23	3,26	1,00	1,01	1,03	12,38	14,06	15,82	400	400	400
1000	50	90	400	1,25	1,27	1,29	1,05	1,06	1,07	11,63	14,23	15,63	400	400	400
1000	100	15	400	91,55	103,36	108,51	1,89	1,95	2,01	18,36	23,98	24,51	440	440	401
1000	100	30	400	64,40	71,03	72,06	1,49	1,53	1,58	16,19	19,52	21,47	439	401	401
1000	100	45	400	19,18	20,28	20,87	1,52	1,55	1,58	15,20	17,41	19,56	401	401	401
1000	100	60	400	6,60	6,86	7,06	1,55	1,57	1,60	11,84	16,57	18,46	400	400	400
1000	100	75	400	2,50	2,55	2,60	1,61	1,62	1,64	9,71	16,37	17,52	400	400	400
1000	100	90	400	1,01	1,01	1,02	1,66	1,67	1,69	7,91	16,10	17,16	400	400	400
1000	150	15	400	121,09	207,45	224,93	2,49	2,55	2,62	15,50	24,87	27,83	440	440	440
1000	150	30	400	41,93	55,79	59,58	2,45	2,49	2,54	11,86	22,94	23,11	440	440	440
1000	150	45	400	19,89	24,27	25,50	2,08	2,11	2,15	8,89	19,92	21,29	440	439	439
1000	150	60	400	6,69	7,35	7,60	2,13	2,16	2,19	8,16	18,81	19,56	401	401	401
1000	150	75	400	3,44	3,68	3,79	1,83	1,84	1,87	5,04	18,21	18,82	400	400	400
1000	150	90	400	1,16	1,18	1,19	1,92	1,94	1,96	3,98	18,18	18,38	400	400	400

Annexe IV

Analyse du comportement des variables explicatives à l'aide de diagrammes binaires

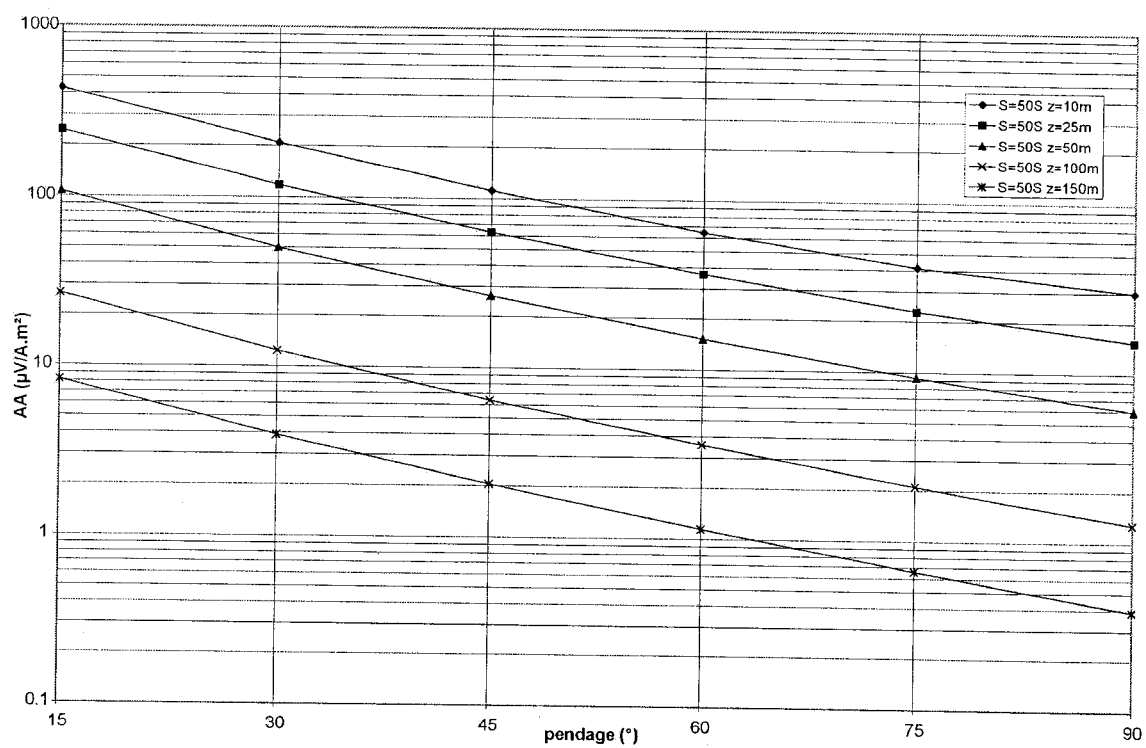


Figure A. 1. Étude du comportement de AA en fonction du pendage à différentes profondeurs pour une plaque de 50 S.

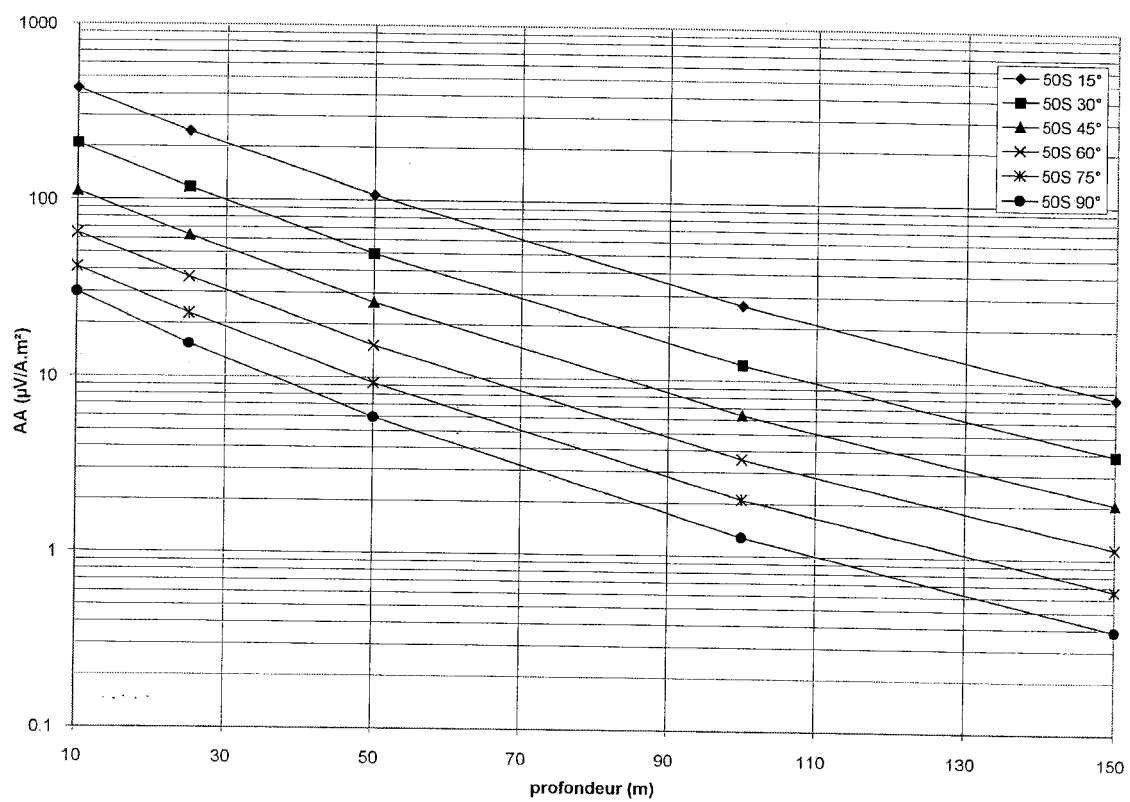


Figure A. 2. Étude du comportement de AA en fonction de la profondeur à différents
pendages pour une plaque de 50 S.

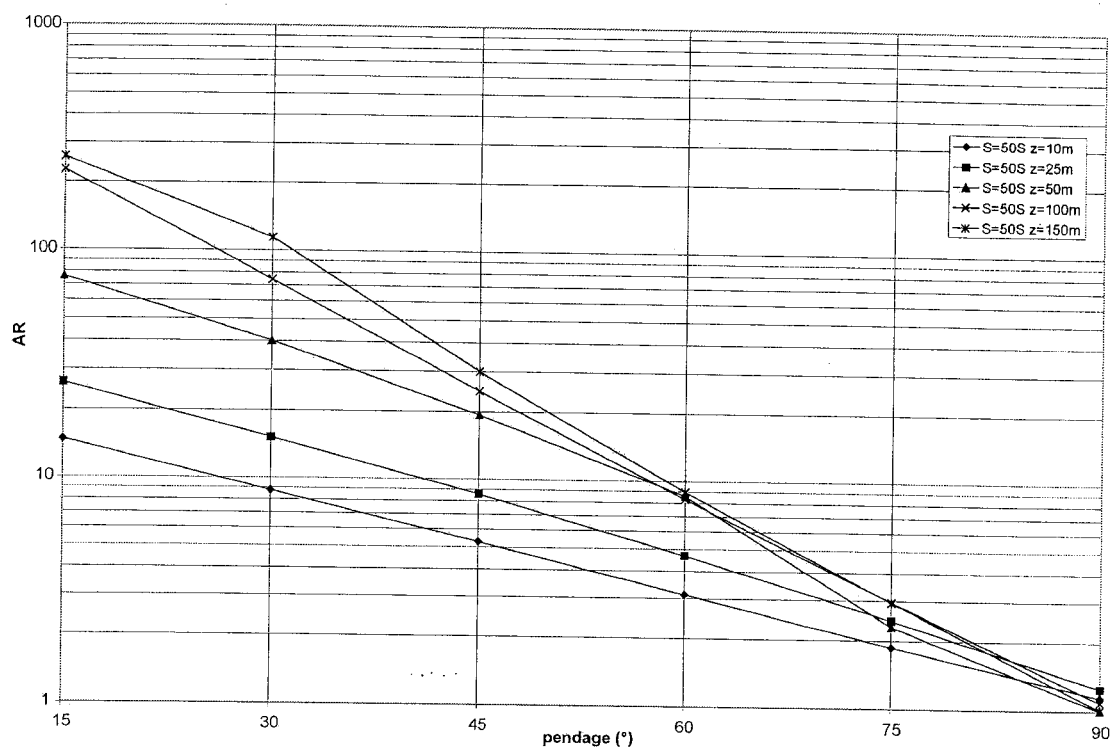


Figure A. 3. Étude du comportement de AR en fonction du pendage à différentes profondeurs pour une plaque de 50 S.

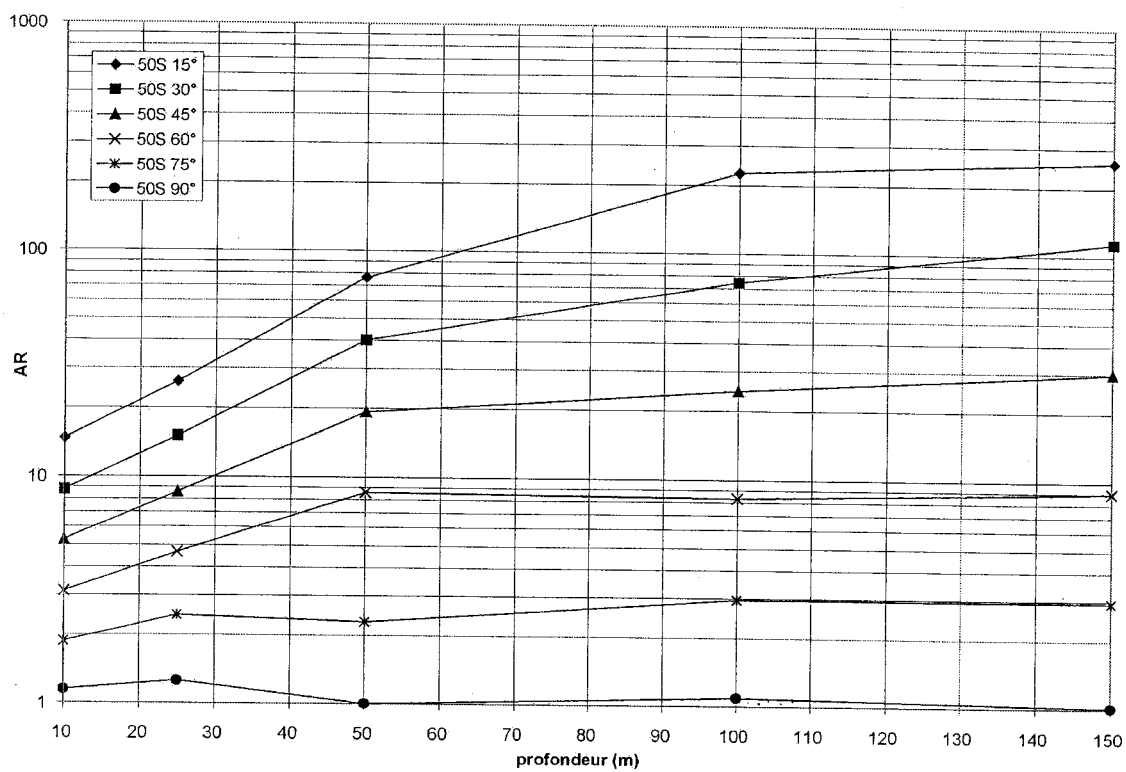


Figure A. 4. Étude du comportement de AR en fonction de la profondeur à différents pendages pour une plaque de 50 S.

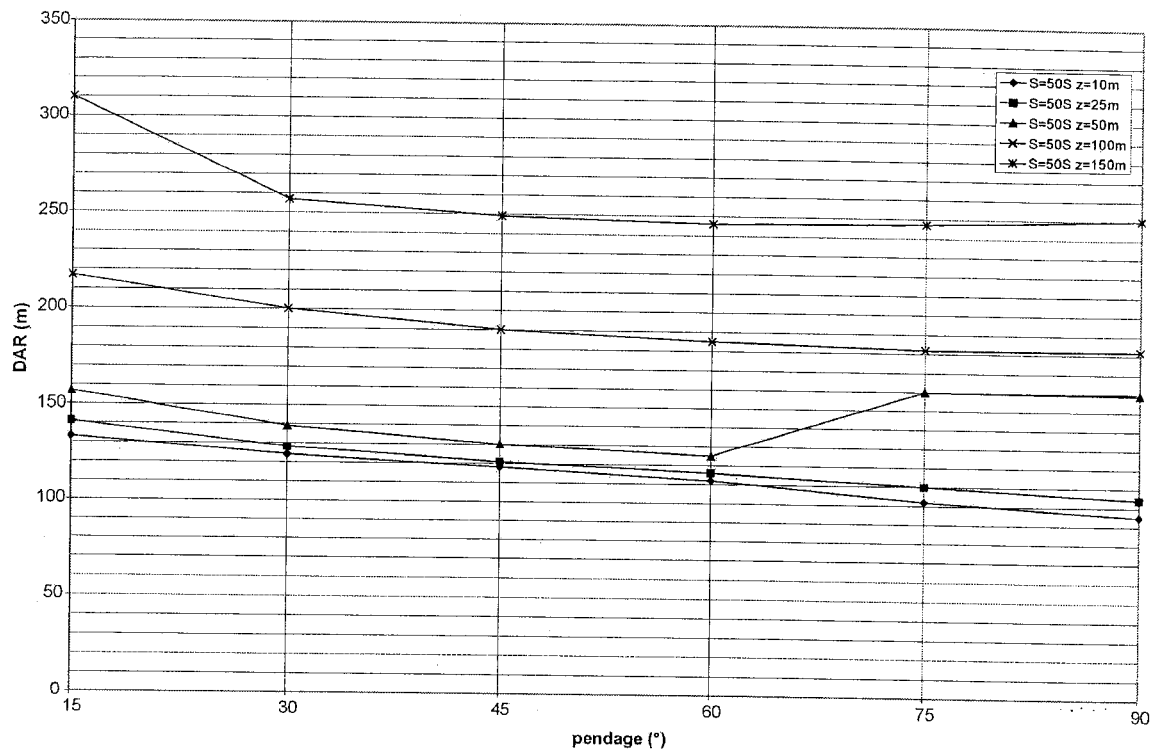


Figure A. 5. Étude du comportement de *DAR* en fonction du pendage à différentes profondeurs pour une plaque de 50 S.

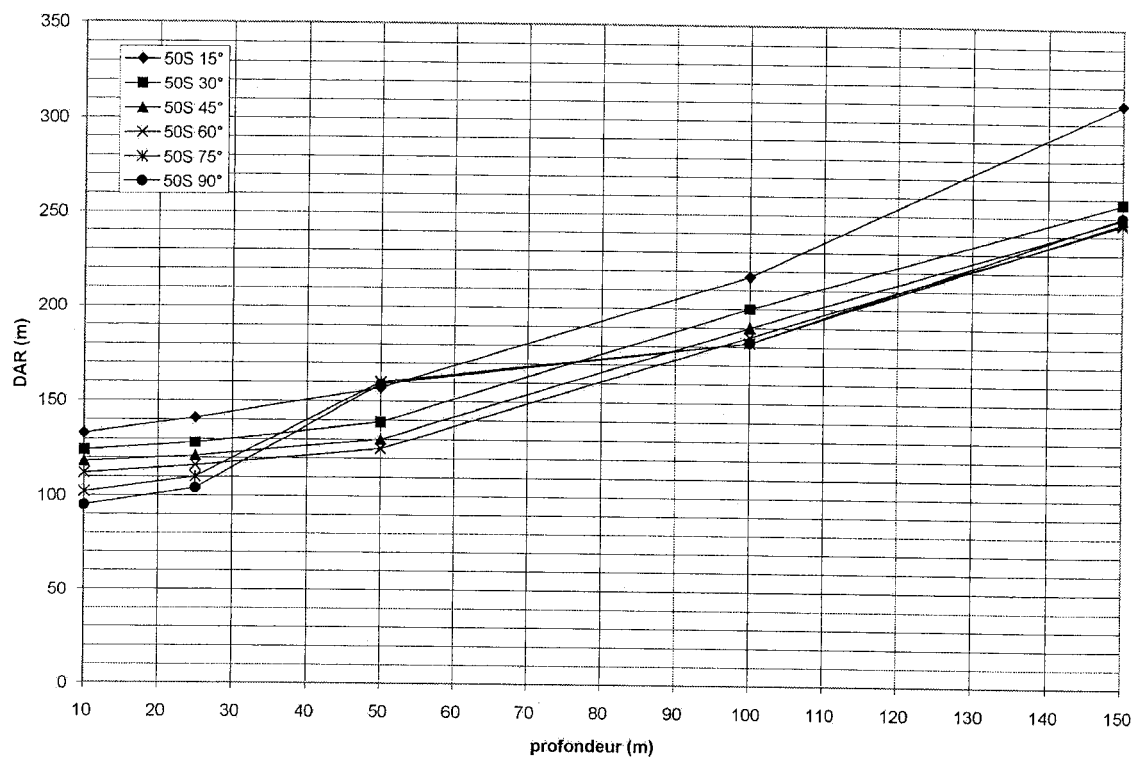


Figure A. 6. Étude du comportement de DAR en fonction de la profondeur à différents pendages pour une plaque de 50 S.

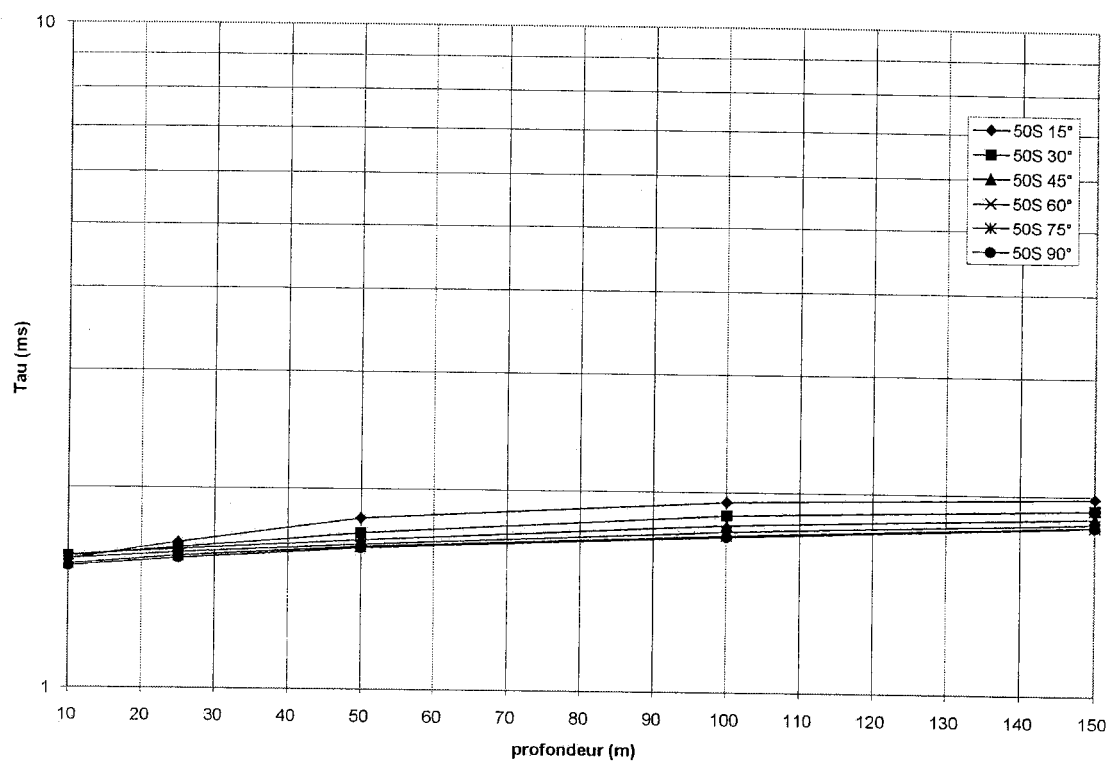


Figure A. 7. Étude du comportement de τ en fonction de la profondeur à différents pendages pour une plaque de 50 S.

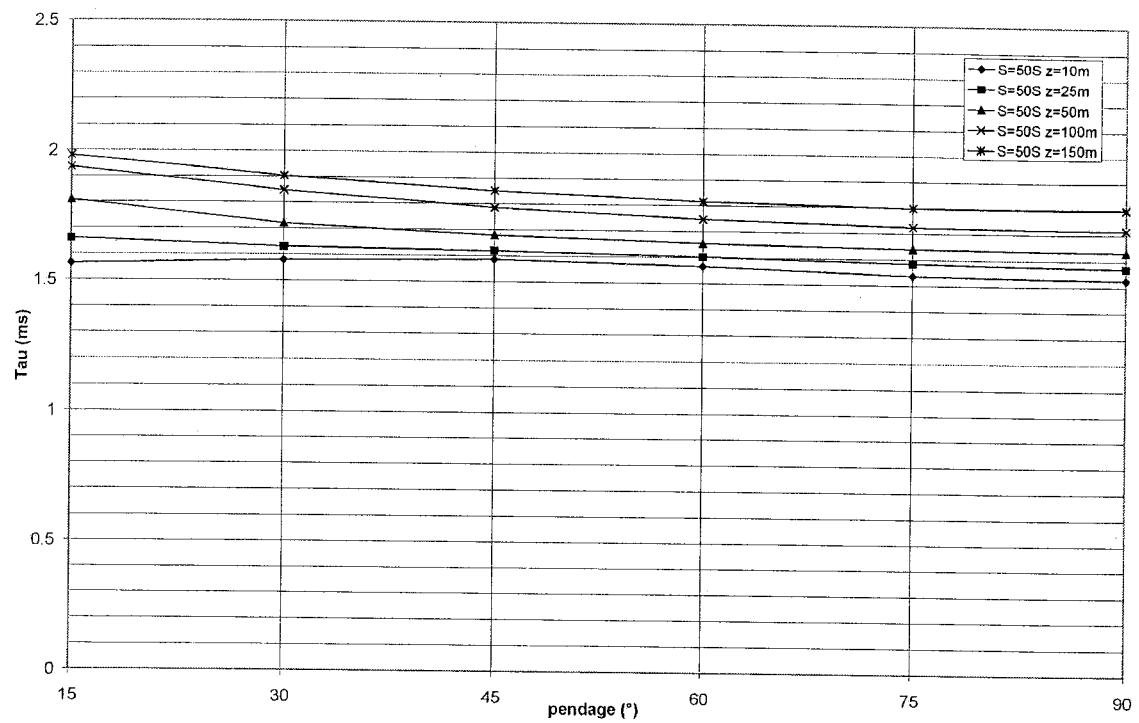


Figure A. 8. Étude du comportement de τ en fonction du pendage à différentes profondeurs pour une plaque de 50 S.

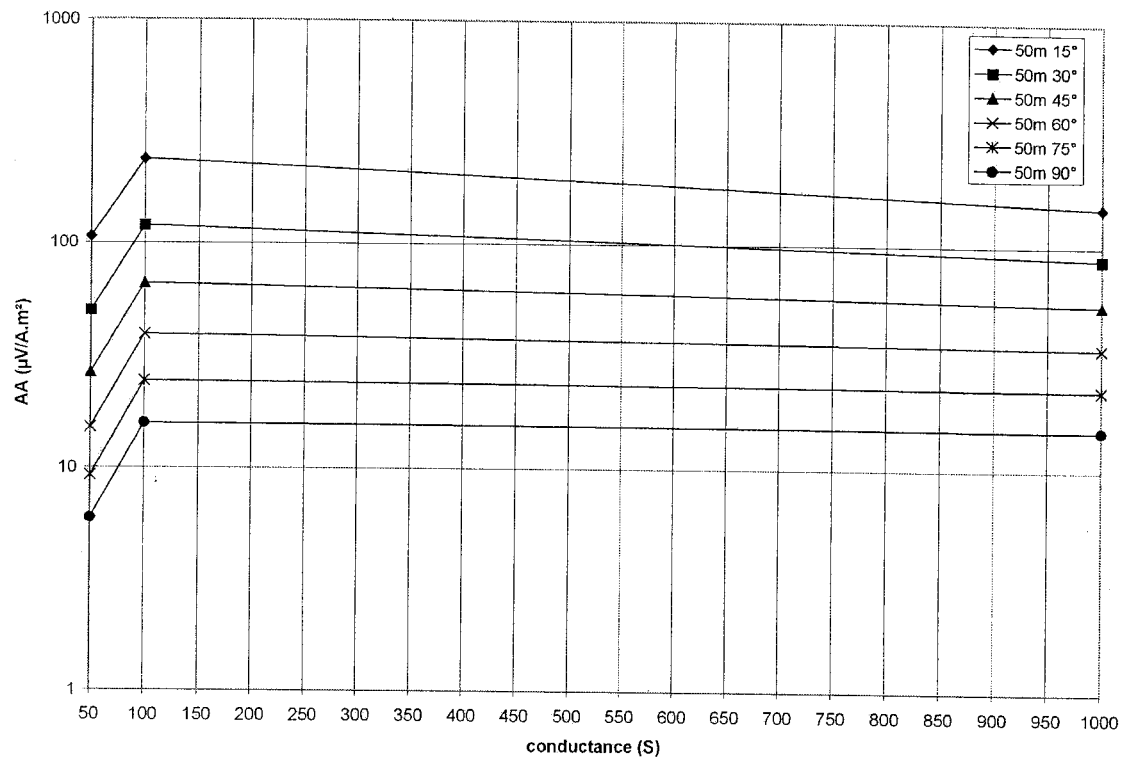


Figure A. 9. Étude du comportement de AA en fonction de la conductance à différents pendages pour une plaque enfouie à 50 m.

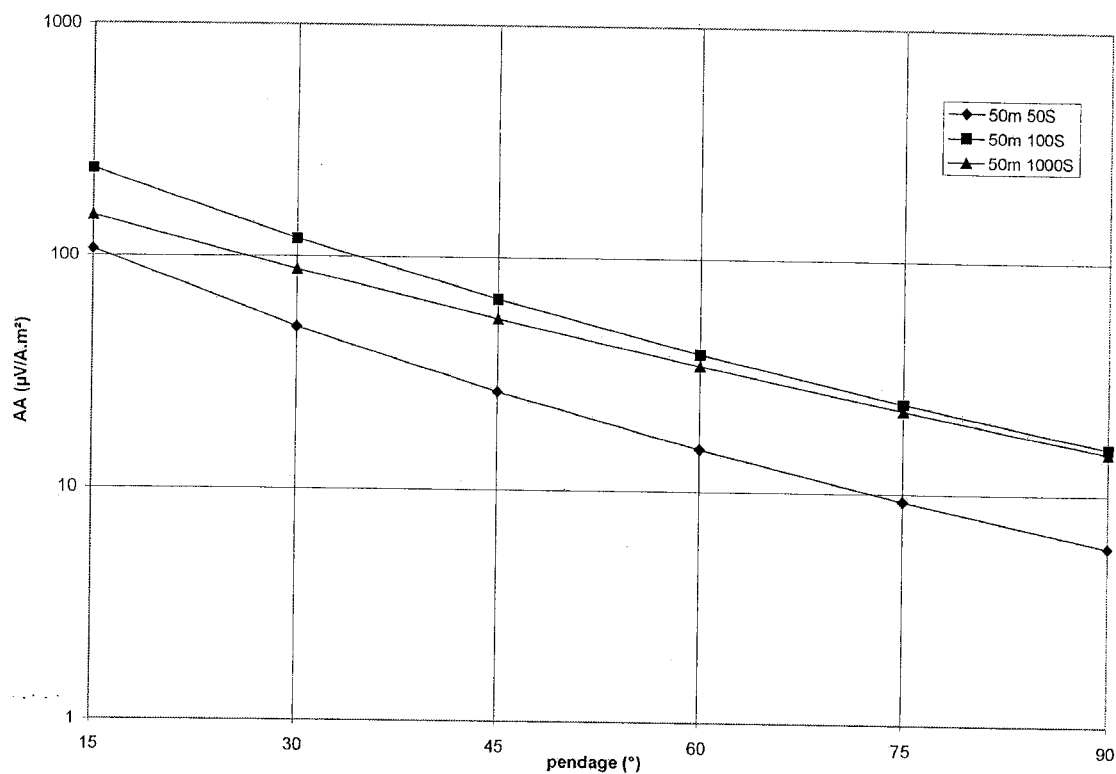


Figure A. 10. Étude du comportement de AA en fonction du pendage à différentes conductances pour une plaque enfouie à 50 m.

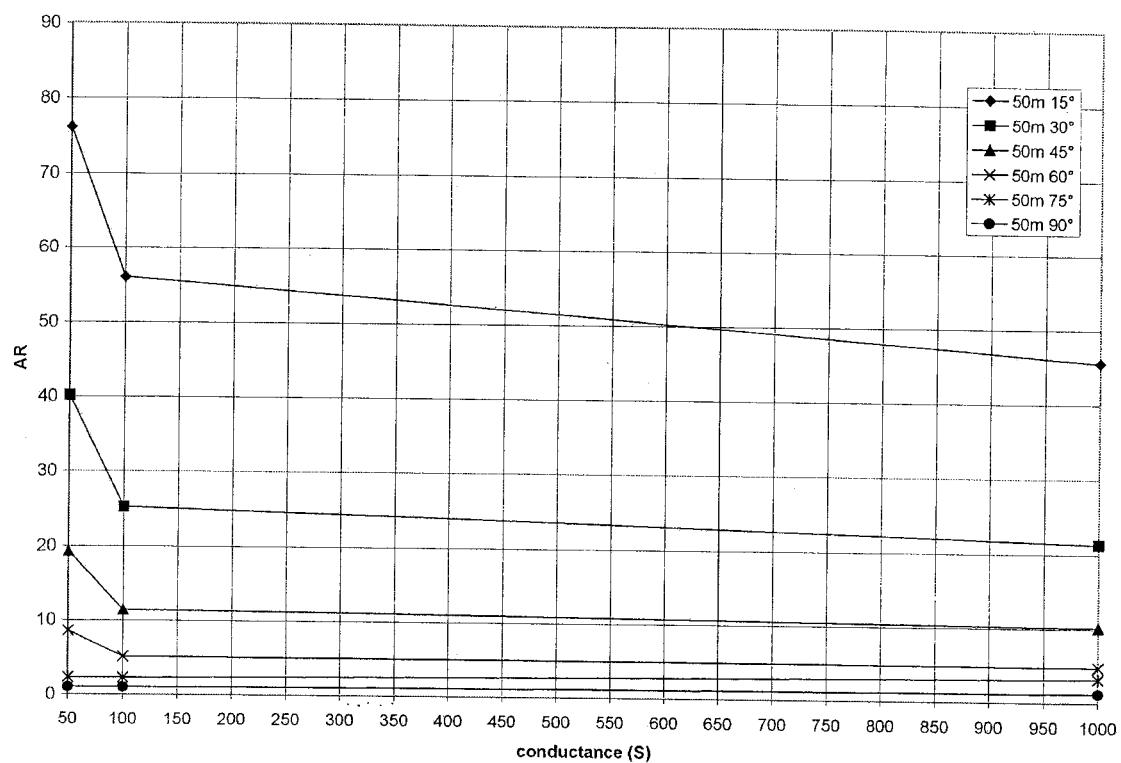


Figure A. 11. Étude du comportement de AR en fonction de la conductance à différents pendages pour une plaque enfouie à 50 m.

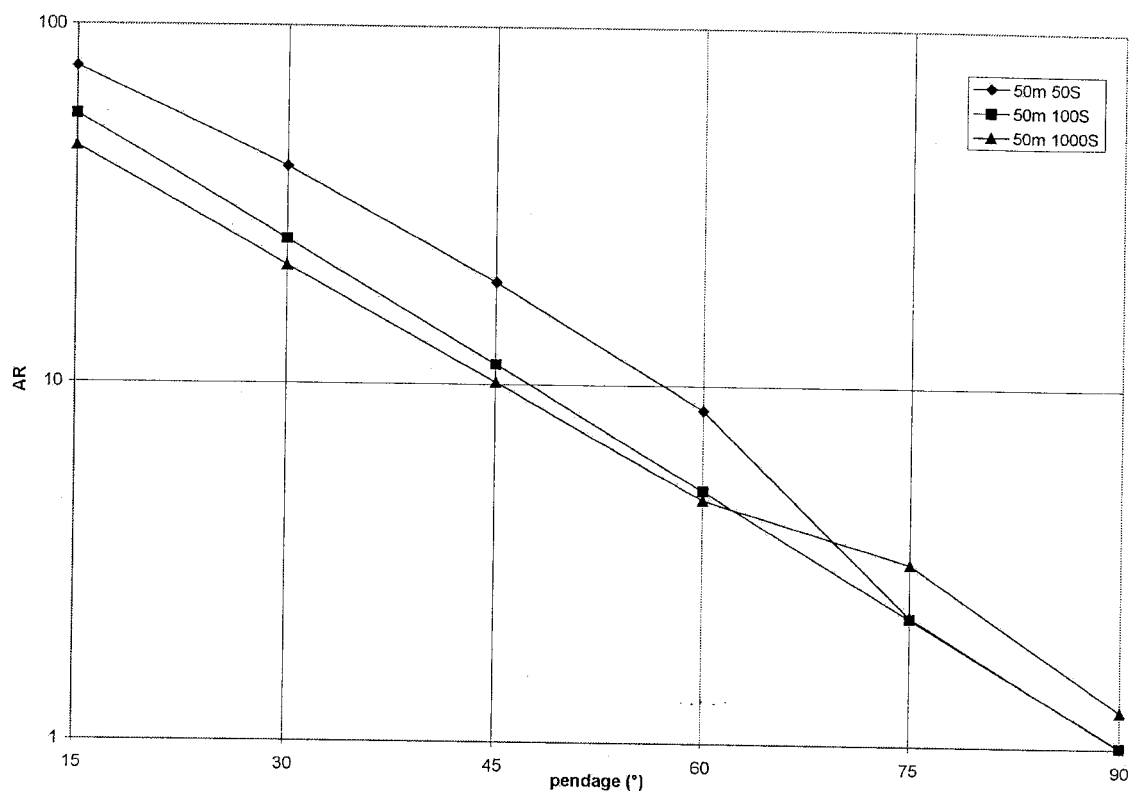


Figure A. 12. Étude du comportement de Ar en fonction du pendage à différentes conductances pour une plaque enfouie à 50 m.

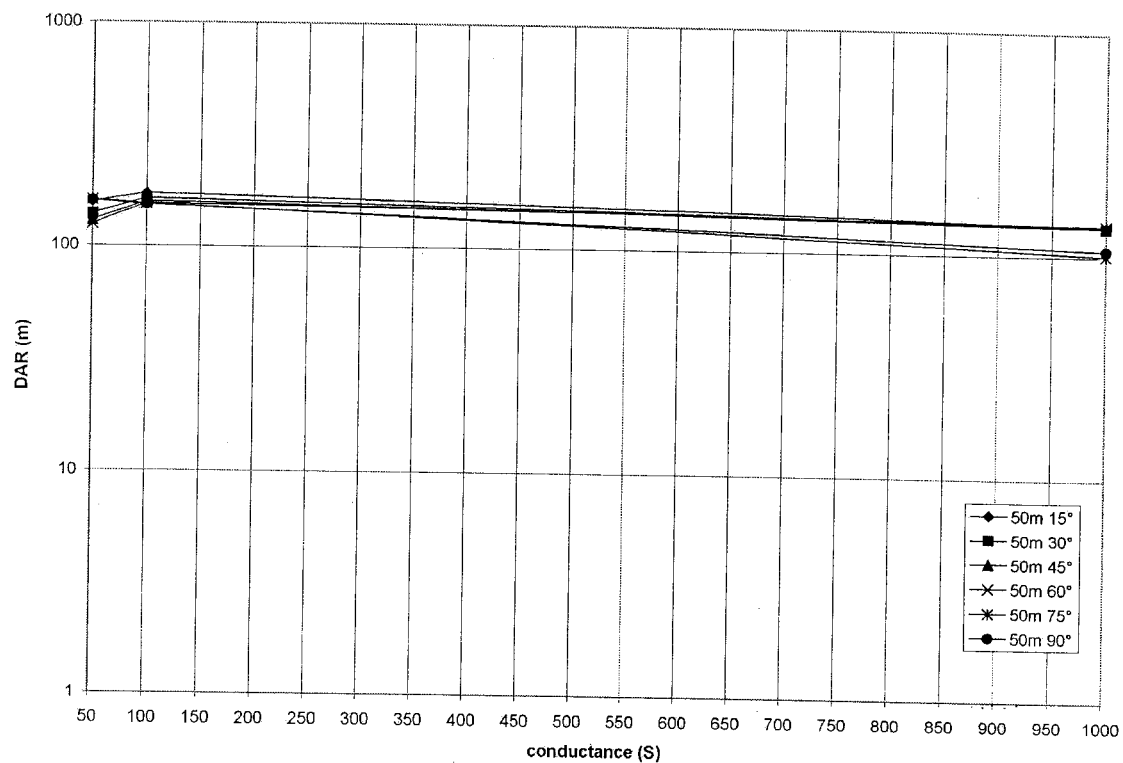


Figure A. 13. Étude du comportement de *DAR* en fonction de la conductance à différents pendages pour une plaque enfouie à 50 m.

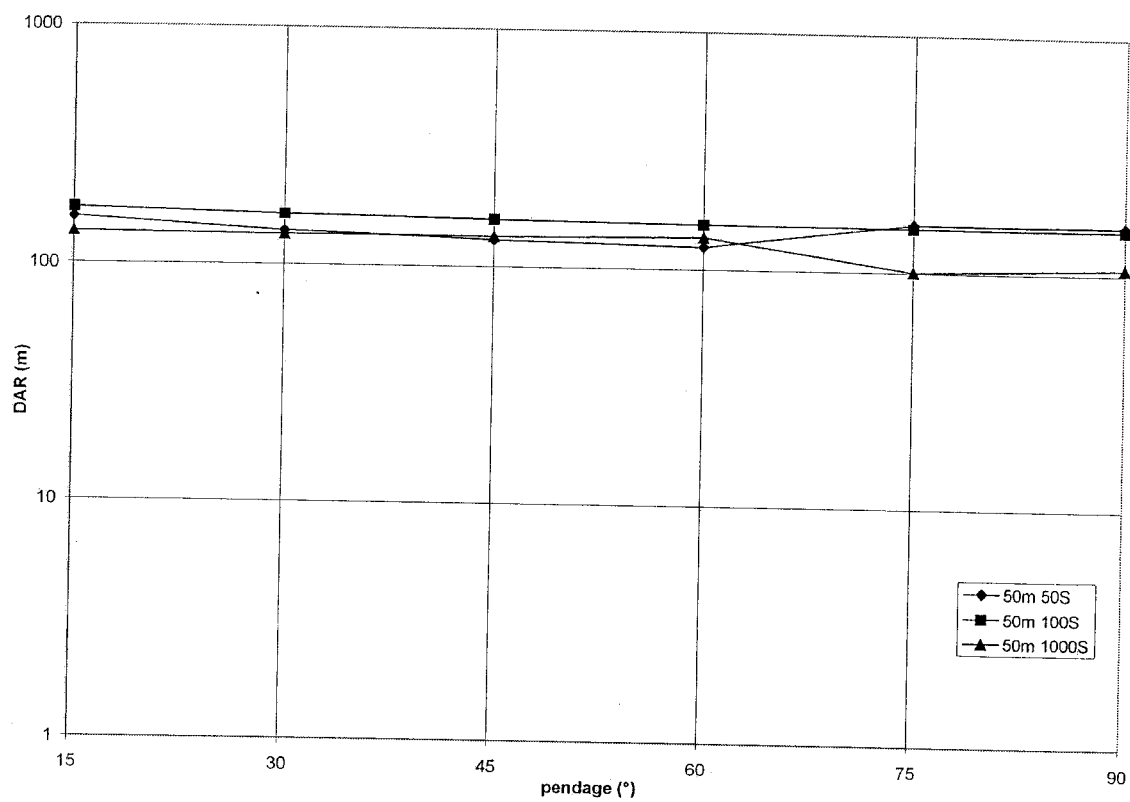


Figure A. 14. Étude du comportement de *DAR* en fonction du pendage à différentes conductances pour une plaque enfouie à 50 m.

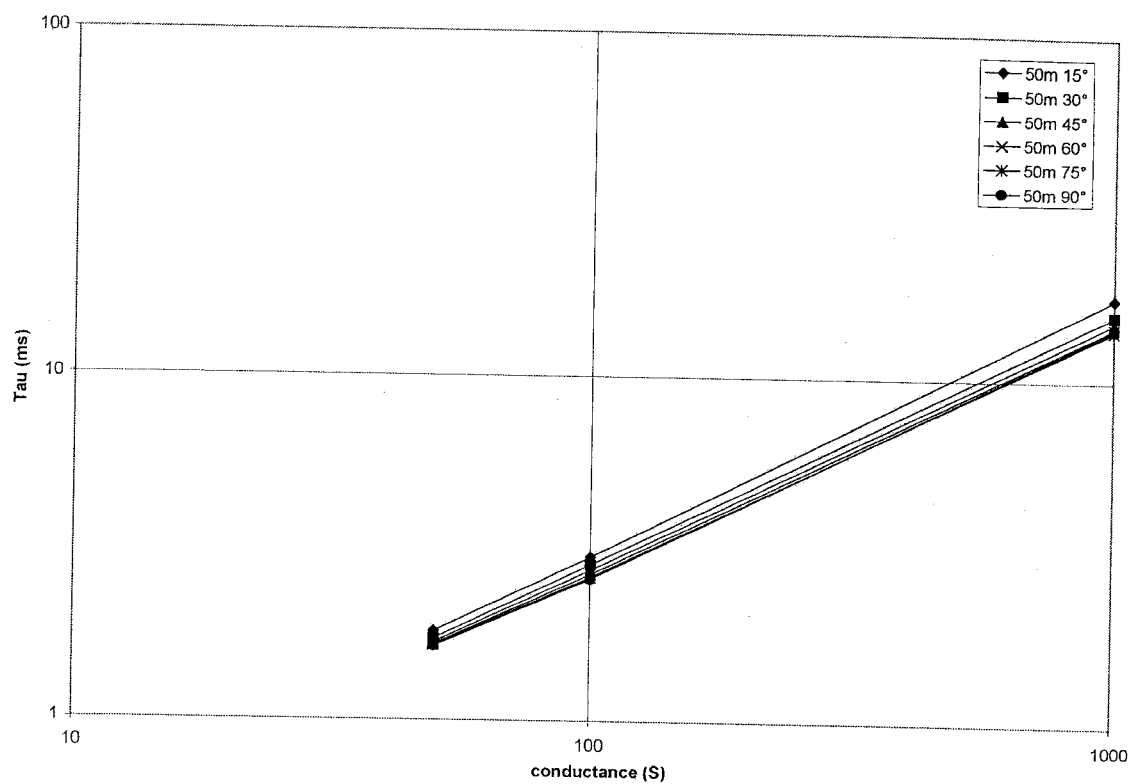


Figure A. 15. Étude du comportement de τ en fonction de la conductance à différents pendages pour une plaque enfouie à 50 m.

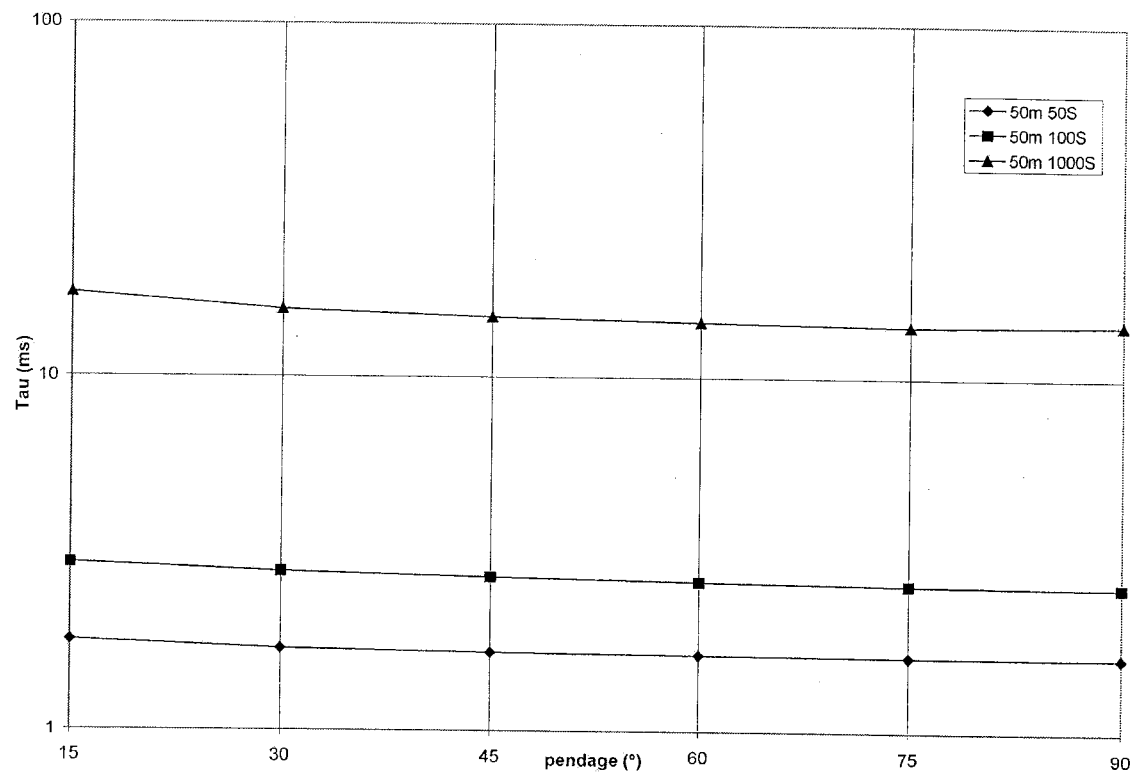


Figure A. 16. Étude du comportement de τ en fonction du pendage à différentes conductances pour une plaque enfouie à 50 m.

Annexe V

Modélisation à échelle réduite de plaques épaisses

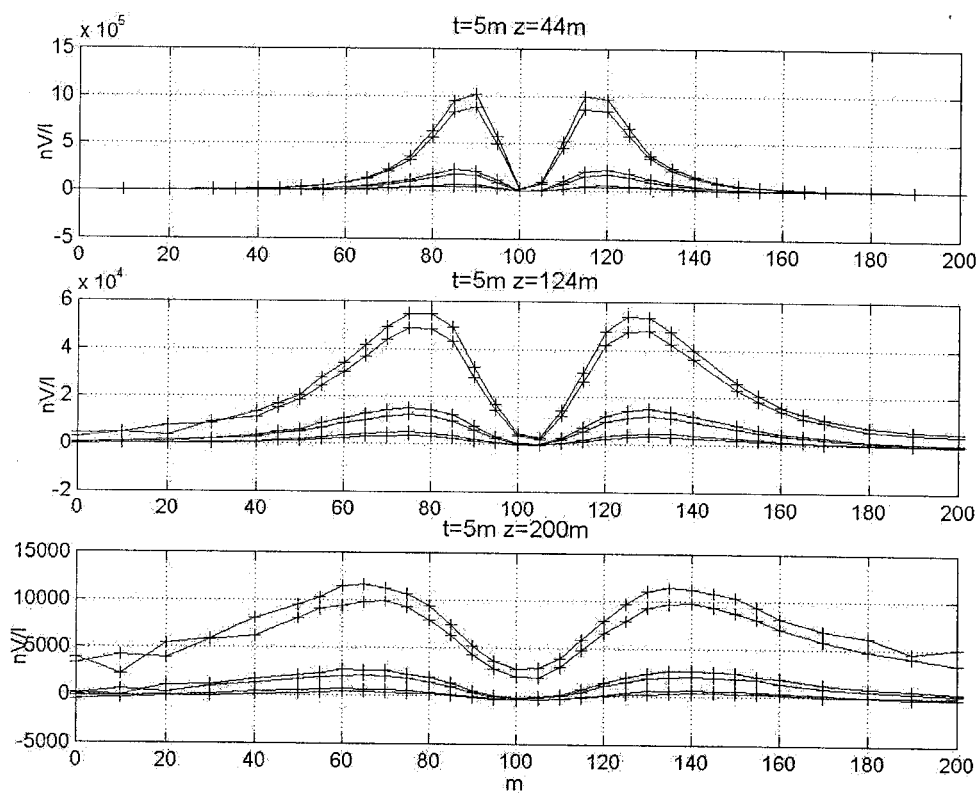


Figure A. 17. Profil au-dessus d'une plaque épaisse. À l'échelle d'une boucle simple de 100 m de côté, la plaque possède une épaisseur de 5 m et elle est enfouie à 3 profondeurs différentes : 44, 124 et 200 m.

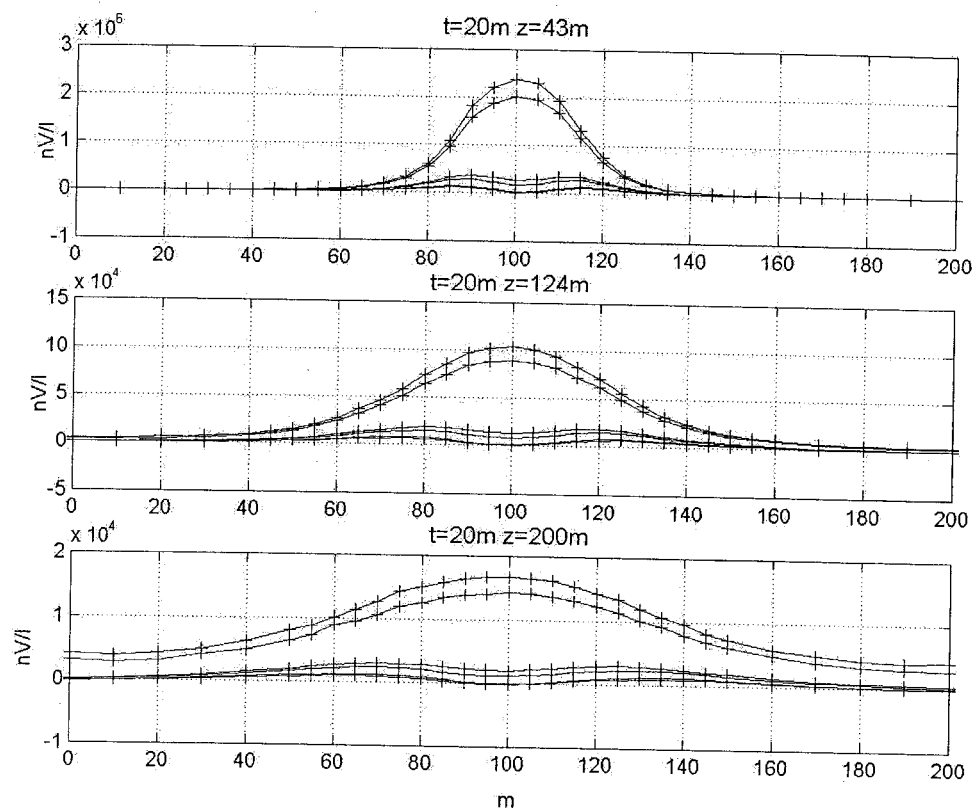


Figure A. 18. Profil au-dessus d'une plaque épaisse. À l'échelle d'une boucle simple de 100 m de côté, la plaque possède une épaisseur de 20 m et elle est enfouie à 3 profondeurs différentes : 43, 124 et 200 m.

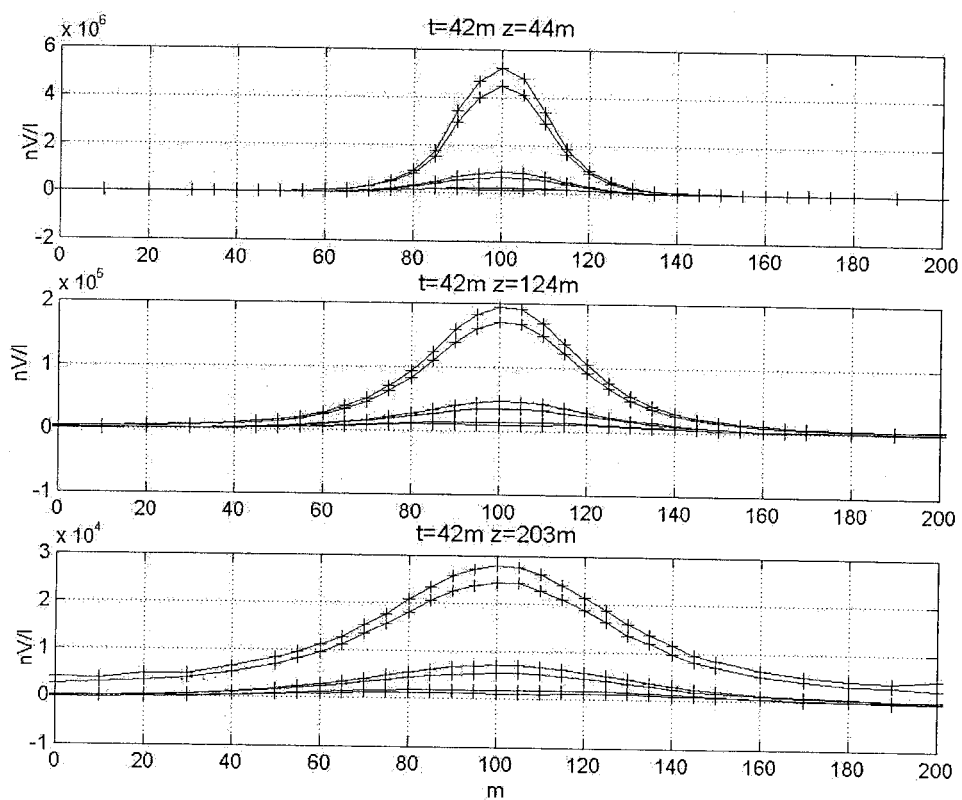


Figure A. 19. Profil au-dessus d'une plaque épaisse. À l'échelle d'une boucle simple de 100 m de côté, la plaque possède une épaisseur de 42 m et elle est enfouie à 3 profondeurs différentes: 44, 124 et 203 m.

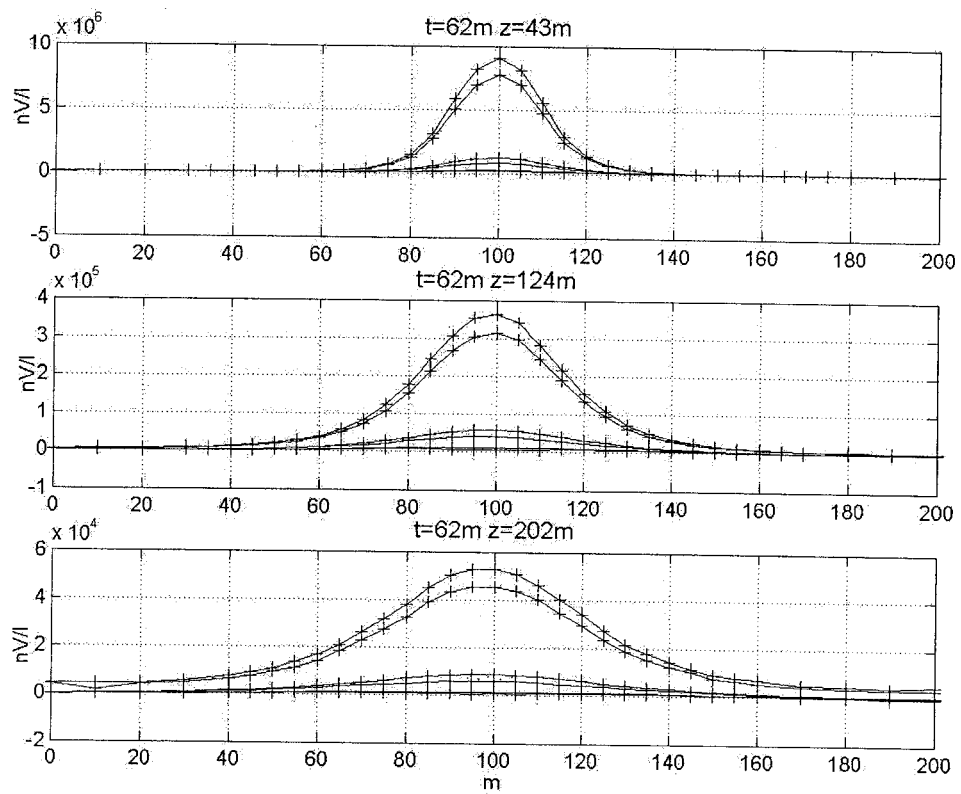


Figure A. 20. Profil au-dessus d'une plaque épaisse. À l'échelle d'une boucle simple de 100 m de côté, la plaque possède une épaisseur de 62 m et elle est enfouie à 3 profondeurs différentes: 43, 124 et 202 m.

Annexe VI

Données brutes de terrains mesurées sur

Chutes-des-Passes

Ligne 4+50 N – grille Houlière

x (m)	V ₁₁ (nV/A)	V ₁₂ (nV/A)	V ₂₁ (nV/A)	V ₂₂ (nV/A)	V ₂₆ (nV/A)	V ₂₇ (nV/A)
212,5	193	138	23	11	5,93	3,41
237,5	462	322	44,8	30,2	13,8	10,2
262,5	5200	4040	656	501	209	156
275	13400	10900	2410	1920	888	684
287,5	16300	13600	4070	3430	1920	1580
300	27500	22300	5300	4330	2290	1860
312,5	10900	8530	1540	1220	564	436
325	8820	6600	880	666	267	197
337,5	6970	5180	620	457	175	126
350	2170	1570	154	104	29,9	18,7
362,5	267	203	34,9	27,6	13,7	10,2
387,5	45,9	31,9	-3,808	-3,095	-4,959	-5,075
412,5	40	28,1	7,021	-5,466	-7,209	-8,506
437,5	38,4	25,2	-6,05	-6,755	-7,011	-7,368

Ligne 10+50 N – grille Houlière

x (m)	V ₁₁ (nV/A)	V ₁₂ (nV/A)	V ₂₁ (nV/A)	V ₂₂ (nV/A)	V ₂₆ (nV/A)	V ₂₇ (nV/A)
50	49,6	43	18,3	16,3	11,1	9,21
63	190	170	73,9	66,7	42,7	36,4
75	639	570	222	193	112	91,1
88	4561	3960	1183	965	477	372
100	4225	3590	1052	870	451	355
113	4009	3362	902	737	360	276
125	1281	1051	261	213	107	83,9
138	137	114	26,3	20,6	9,79	7,68
150	130	105	19,5	15,3	6,14	4,39

Ligne 3+00 N – grille DNE

x (m)	V ₁₁ (nV/A)	V ₁₂ (nV/A)	V ₂₁ (nV/A)	V ₂₂ (nV/A)	V ₂₆ (nV/A)	V ₂₇ (nV/A)
-262,5	3290	1770	-1230	-1210	-1320	-1240
-237,5	5200	1690	-1140	-1220	-1370	-1530
-212,5	15200	12600	2740	3040	936	529
-187,5	52700	46000	16300	15500	7810	5830
-175,0	206000	188000	81700	69600	40600	32900
-162,5	1580000	1430000	561000	476000	260000	207000
-150,0	1340000	1140000	308000	252000	124000	94900
-137,5	1270000	1090000	298000	242000	120000	92000
-125,0	488000	434000	162000	137000	72300	56400
-112,5	31800	28600	9710	7950	3768	2682
-87,5	22500	19100	5180	4320	1828	1152
-62,5	1500	10800	1380	1110	-285	-366